

Entwicklung eines homodynen Netzwerkanalysators für den Millimeterwellenbereich 26,5 – 40 GHz

DISSERTATION

zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der
Fakultät für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum

von

JÜRGEN SCHNEIDER
Essen

Bochum 1987 ⁸



Entwicklung eines harmonischen Mehrwertsteuersystems
für den Nulltarifbereich 20,5 - 40 GSt.



Digitized by the Internet Archive
in 2026

Entwicklung eines homodynen Netzwerkanalysators für den Millimeterwellenbereich 26,5 – 40 GHz

DISSERTATION

**zur Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs
der**

**Fakultät für Elektrotechnik
an der Ruhr-Universität Bochum**

von

**JÜRGEN SCHNEIDER
Essen**

Bochum 1987

Dissertation eingereicht am: 24. September 1987
Tag der mündlichen Prüfung: 12. Februar 1988
Erster Bericht: Prof. Dr.-Ing. B. Schiek
Zweiter Bericht: Prof. Dr.-Ing. P. Dullenkopf

Inhaltsverzeichnis

Formelzeichen	III
1. Einleitung	1
2. Verfahren zur Netzwerkanalyse	7
2.1 Das heterodyne Netzwerkanalyseverfahren	7
2.2 Netzwerkanalyse nach dem Sechstorverfahren	13
2.3 Homodyne Netzwerkanalyseverfahren	18
2.3.1 Netzwerkanalyse mit Einseitenbandversetzung	18
2.3.2 Ein Netzwerkanalyseverfahren mit digitaler Phasenmodulation	21
2.3.2.1 Die analytische Lösung für einen dreistufigen Netzwerkanalysator	24
2.3.2.2 Das wichtende Verfahren	28
3. Systemdiskussion eines Millimeterwellennetzwerkanalysators mit digitaler Phasenmodulation	32
3.1 Das Grundkonzept	32
3.2 Der Einfluß von Verkopplungen der Phasenschieber	33
3.3 Erhöhung der Meßempfindlichkeit durch eine niederfrequente Modulation	36
3.4 Reduzierung kohärenter Störsignale durch eine Doppelmodulationstechnik	39
3.4.1 Ursachen für kohärente Störsignale	39
3.4.2 Die Doppelmodulationstechnik	42
4. Entwicklung breitbandiger Komponenten für den Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz	48
4.1 Technologische und meßtechnische Randbedingungen	48
4.2 Leitungsstrukturen für Millimeterwellen	49
4.3 Die Realisierung von schaltbaren Phasenschiebern	52

4.3.1 Allgemeines	52
4.3.2 Der Reggia-Spencer Phasenschieber	53
4.3.3 Reflektionsphasenschieber	55
4.3.4 Transmissionsphasenschieber nach dem Prinzip der geschalteten Leitungen	57
4.4 Aufbau des einfach balancierten Mischers	65
4.5 Konstruktion des Polaritätsmodulators	68
5. Aufbau des Netzwerkanalysators und Bestimmung seiner Eigen- schaften im Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz	71
5.1 Systembeschreibung	71
5.2 Meßergebnisse für ein System zur Transmissionsmessung	78
5.3 Meßergebnisse bei Verwendung eines Transmissions-Reflek- tions Testsets	88
5.4 Abschätzung des Meßdynamikbereichs und der theoretischen Meßgenauigkeit	92
5.4.1 Messung des Systemrauschens	92
5.4.2 Meßtechnische Rauschsimulation	94
5.4.3 Meßgenauigkeitsabschätzung	96
6. Einführung einer Systemfehlerkorrektur	97
6.1 Theorie	97
6.2 Meßergebnisse	103
7. Computersimulation des Einflusses zufälliger Phasenschwankun- gen der Meßwerte auf die 12-Term Fehlerkorrektur	108
8. Zusammenfassung	114
Literaturverzeichnis	116

Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

Hinweis: Komplexe Größen sind durch Unterstreichen gekennzeichnet
(z.B. A)

<u>A</u> _{LO}	Phasor des Lokaloszillatorsignals
<u>A</u> _M	Phasor des Meßsignals
<u>A</u> _M ^{<g>}	Phasor des zustandsabhängigen Meßsignals
A _m , A _{meß}	Amplitude des Meßsignals
<u>A</u> _{mod}	Phasor des modulierten Meßsignals
<u>A</u> _p	Ausgangssignal des Meßobjektes
<u>A</u> _{ref}	Phasor des Referenzsignals
<u>A</u> _T	Eingangssignal des Meßobjektes
A ₀	Amplitude des Sendersignals
<u>a</u> _i	Wellengröße
<u>B</u> _m , <u>B</u> _r	Systemkonstante des Meß-, Referenzzweiges
<u>b</u> _i	Wellengröße
<u>C</u> _i	Phasenschieberübertragungsfaktor im Grundzustand
c	Lichtgeschwindigkeit
c _i	Sechstorkkonstante
E ₀	Amplitude des ungedämpften Meßsignals bei Einseitenbandmodulation
<u>E</u> _i	Ergebnisse von Kalibriermessungen
<u>F</u> _i	Systemgröße des Sechstornetzwerkanalysators
f	Frequenz
f _c	Cut-Off Frequenz einer Hohlleitung
f _{LO}	Lokaloszillatorfrequenz
Δf	Meßbandbreite
G ₀ , G _n	Fourierkoeffizienten des zeitabhängigen Diodenleitwertes
<u>g</u>	Zustandsvektor

g_j	Zustandsparameter der Phasenschieber
H, H_{MO}	Übertragungsfaktor des Meßobjektes
$[I]$	Streumatrix eines Isolators
I_{ij}	Streumatrixelemente des Isolators
I_i	Phasor des Stromes
K_M	Transmissionsdämpfung des Meßobjektes
k_B	Boltzmannkonstante
k_i	Änderung der Übertragungsfaktoren der Phasenschieber beim Umschalten in den zweiten Zustand
k_{im}	Aus Meßergebnissen ermittelte Phasenschiebereigenschaft k_i
k_r	Rückkopplungsfaktor
$\underline{L}$	komplexer Systemkonversionsfaktor
L'	Systemkonversionsfaktor
$\tilde{L}$	Mischerkonversionsverluste
L_0	Konversionsverluste inklusive der Phasenschiebergrunddämpfung
l	Leitungslänge
$[M]$	Meßobjektstreumatrix
M_{ij}	Elemente der Meßobjektstreumatrix
$m(t)$	Modulationssignal
P_i	gemessene Leistungen beim Sechstorverfahren
$p_i^{<g_j>}$	zustandsabhängige Übertragungsfunktion der Phasenschieber
q_i	Wichtungsfaktoren
$[R]$	Streumatrix eines Fehlervierpols
R_{ij}	Elemente der Fehlervierpolstreumatrix
$\underline{R}$	Reflektionsfaktor
$\tilde{R}_{21}$	effektiver Übertragungsfaktor
$\underline{r}, r_i$	Reflektionsfaktor
$[S]$	Streumatrix
S_{ij}	Streumatrixelemente

S_{eff}	effektive Störunterdrückung beim wichtenden Verfahren
S_i	Spiegelsignalunterdrückung
S_k	Störunterdrückung bei der analytischen Lösung
s_i	Sechstorkonstante
T	Temperatur
T_G	Rauschquellentemperatur
$[T]$	Streumatrix eines Fehlervierpols
T_{ij}	Elemente der Fehlervierpolstreumatrix
$\tilde{T}_{21}$	effektiver Übertragungsfaktor
t_i	Sechstorkonstante
UE_1, UE_2	Übersprecher im 12-Term Fehlermodell
$U_{<g>}$	zustandsabhängige Systemausgangsspannung
$\underline{U}_i$	Phasor einer Spannung
U_{iM}	Systemausgangsspannung bei eingebautem Meßobjekt
U_{off}	Mischeroffsetspannung
$\underline{U}_S$	gewichtete Spannungssumme
$\underline{U}_{SM}$	aus gemessenen Werten ermittelte gewichtete Spannungssumme
$\underline{U}_{SM, \text{STÖR}}$	gewichtete Spannungssumme mit kohärentem Störer
$U_{\text{STÖR}}$	kohärentes Störsignal
$[V]$	Fehlervierpolstreumatrix
V_{ij}	Elemente der Fehlervierpolstreumatrix
V	Verstärkung
v_{ph}	Phasengeschwindigkeit
$[W]$	Fehlervierpolstreumatrix
W_{ij}	Elemente der Fehlervierpolstreumatrix
Y	Y-Faktor bei Rauschmessungen
Z_{ij}	Z-Parameter
Z_L	Abschlußimpedanz
Z_1	Leitungswellenwiderstand

Z_0	Bezugsimpedanz
Γ	Toranpassungsfaktor
γ	Ausbreitungskonstante einer Welle
λ_g	Leitungswellenlänge
Φ	Phase
Φ_M	Transmissionsphase des Meßobjektes
Φ_0	Grundphase des Meßsystems
$\Delta\varphi_{HF}, \Delta\varphi_{NF}$	Phasenänderung von Hoch- und Niederfrequenzsignalen
Ω	Kreisfrequenz des Sendersignals
ω_m	Kreisfrequenz des Modulationssignals

1. Einleitung

In der Hochfrequenztechnik lassen sich die Eigenschaften von Bauelementen und Schaltungen oft nur unvollständig berechnen, so daß sie in der Regel durch Messungen überprüft werden müssen. Dazu werden zuverlässige und exakte Meßsysteme benötigt.

Ein wesentlicher Unterschied der Hochfrequenz- zur Niederfrequenzmeßtechnik liegt in der Berücksichtigung der im Vergleich zur Wellenlänge nicht mehr vernachlässigbaren geometrischen Abmessungen der verwendeten Bauelemente und Zuleitungen. Es ergeben sich dadurch neuartige Eigenschaften, die man in der Hochfrequenztechnik bewußt zur Entwicklung von Komponenten ausnutzt [1] und die damit auch die Meßtechnik entscheidend beeinflussen [2].

Entsprechend der Theorie der Wellenausbreitung auf Leitungen [3] ergeben sich - im Gegensatz zur Niederfrequenztechnik - bei hohen Frequenzen im allgemeinen ortsabhängige Strom- und Spannungsverläufe entlang der Bauelementeabmessungen. Eine Beschreibung der Eigenschaften von Zweitoren durch die in der NF-Technik gebräuchlichen Y- oder Z-Parameter (Gleichungen 1/1, 1/2) scheint daher in der HF-Technik nicht vorteilhaft zu sein.

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{11} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{12} \underline{I}_2 \quad 1/1$$

$$\underline{U}_2 = \underline{Z}_{21} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{22} \underline{I}_2 \quad 1/2$$



Bild 1-1: Zur Definition der Z-Parameter

Darüberhinaus ist die meßtechnische Bestimmung der Parameter



$\underline{Z}_{ik}$ ($i, k = 1, 2$) problematisch, da die Tore des Zweitores wechselseitig mit einem Leerlauf oder einem Kurzschluß abgeschlossen werden müßten (Gleichung 1/3), z.B.

$$\underline{Z}_{12} = \left. \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_2} \right|_{\underline{I}_1=0} \quad 1/3$$

Diese Abschlußimpedanzen sind jedoch im HF-Bereich - bedingt durch unvermeidbare Zuleitungsinduktivitäten und -kapazitäten - nur schwer zu realisieren.

Zusätzlich führt eine Beschaltung von aktiven Elementen, z.B. Transistoren, mit diesen Impedanzen häufig zur Selbsterregung, wodurch die Meßwerte unbrauchbar werden.

Eine der Hochfrequenztechnik besser angepaßte Beschreibungsweise von Zweitoreigenschaften ergibt sich durch die Verwendung der sogenannten Streuparameter [4,5]. Diese verknüpfen die in Bild 1-2 dargestellten, auf die Tore zulaufenden und an ihnen reflektierten Wellengrößen $\underline{a}_i$ und $\underline{b}_i$ entsprechend den Gleichungen 1/4, 1/5.

$$\underline{b}_1 = \underline{S}_{11} \underline{a}_1 + \underline{S}_{12} \underline{a}_2 \quad 1/4$$

$$\underline{b}_2 = \underline{S}_{21} \underline{a}_1 + \underline{S}_{22} \underline{a}_2 \quad 1/5$$

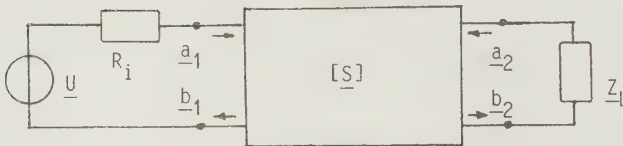


Bild 1-2: Zur Streuparameterdefinition

Die Wellengrößen $\underline{a}_i$ und $\underline{b}_i$ sind über die Torspannungen $\underline{U}_i$ und Torströme $\underline{I}_i$ sowie eine Bezugsimpedanz Z_0 definiert (Gl. 1/6, 1/7).

$$\underline{a}_i = \frac{\underline{U}_i + Z_0 \underline{I}_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad 1/6$$

$$\underline{b}_i = \frac{\underline{U}_i - Z_0 \underline{I}_i}{2\sqrt{Z_0}} \quad 1/7$$

Die einzelnen Streuparameter aus Gl. 1/4, 1/5 haben dabei folgende Bedeutungen.

$$\underline{S}_{11} = \left. \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2 = 0} \quad \hat{=} \text{Eingangsreflektionsfaktor für } \underline{Z}_L = Z_0 \quad 1/8$$

$$\underline{S}_{22} = \left. \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2} \right|_{\underline{a}_1 = 0} \quad \hat{=} \text{Ausgangsreflektionsfaktor für } R_i = Z_0 \quad 1/9$$

$$\underline{S}_{21} = \left. \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_1} \right|_{\underline{a}_2 = 0} \quad \hat{=} \text{Transmissionsfaktor vorwärts für } \underline{Z}_L = Z_0 \quad 1/10$$

$$\underline{S}_{12} = \left. \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_2} \right|_{\underline{a}_1 = 0} \quad \hat{=} \text{Transmissionsfaktor rückwärts für } R_i = Z_0 \quad 1/11$$

Eine meßtechnische Bestimmung der S-Parameter, insbesondere bei aktiven Elementen, ist durch die Beschaltung der Tore mit Widerständen von typisch 50 Ohm weit unkritischer als bei den Z- oder Y-Parametern.

Ein weiterer Vorteil ist die Ortsunabhängigkeit der Beträge der S-Parameter, wodurch Messungen auch entfernt von den Zweitoreanschlüssen möglich werden. Zusätzlich ergibt sich ein leichtes physikalisches Verständnis der Zweitoreigenschaften, da die übertragenen bzw. reflektierten Leistungen direkt proportional zu den Betragsquadraten der Streuparameter sind [4].

Die Bestimmung der Streuparameter kann somit als eine zentrale Aufgabe der Hochfrequenzmeßtechnik betrachtet werden.

Bis zum Ende der sechziger Jahre war die Meßleitung ein weitverbreitetes Instrument zur Messung von Reflektionsfaktoren. Dabei wurde ausgenutzt, daß sich auf einer Leitung, die mit einer fehlangepaßten Impedanz abgeschlossen ist, eine stehende Welle ausbildet, deren Maxima und Minima mit einer Sonde ausgemessen wurde [6].

Das Verhältnis der beiden Amplitudenwerte, das sogenannte Stehwellenverhältnis SWR (Standing Wave Ratio), ist über Gleichung 1/12 direkt mit dem Betrag des Reflektionsfaktors $\underline{r}$ verknüpft.

$$SWR = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |\underline{r}|}{1 - |\underline{r}|} \quad 1/12$$

mit $\underline{r} = |\underline{r}| e^{j\Phi}$. 1/13

Der Betrag des Reflektionsfaktors konnte daher aus dem Stehwellenverhältnis abgeleitet werden.

Zur Bestimmung des Phasenwinkels Φ wurde die örtliche Verschiebung des Minima gegenüber einem Minimum bei Abschluß der Meßleitung mit einem Kurzschluß ausgemessen. Mit der Kenntnis des komplexen Reflektionsfaktors war auch die Berechnung der Abschlußimpedanz nach Gleichung 1/14 möglich.

$$\underline{Z}_L = Z_0 \frac{1 + \underline{r}}{1 - \underline{r}} \quad 1/14$$

$Z_0 \hat{=}$ Bezugsimpedanz der Meßleitung

Ein gravierender Nachteil dieses Meßverfahrens ist, daß für jeden interessierenden Frequenzpunkt eine neue Messung durchgeführt werden muß und somit ein hoher Meß- und Zeitaufwand entsteht.

Mitte der sechziger Jahre kamen nach dem "Brückenprinzip" arbeitende Meßsysteme zur Bestimmung komplexer Transmissionsfaktoren auf [7,8]. Die Übertragungsfunktion eines Meßobjektes wurde dabei durch Nullabgleich mit Hilfe eines einstellbaren Phasenschiebers und eines Dämpfungsgliedes bestimmt [9]. Der manuelle Abgleichvorgang erfordert auch hier einen verhältnismäßig hohen Zeitaufwand, insbesondere dann, wenn breitbandige Komponenten zu vermessen sind.

Ein Durchbruch in der Hochfrequenzmeßtechnik gelang ca. 1967, als das erste automatische Meßsystem zur Bestimmung komplexer Steuparameter im Wobbelbetrieb, ein sogenannter Netzwerkanalysator, vorgestellt wurde.

Dieser Netzwerkanalysator arbeitete nach dem Heterodynprinzip, das auf der Umsetzung des hochfrequenten Meßsignals in einen niederfrequenten Bereich basiert. Dies geschieht durch Mischung des Meßsignals mit einem phasenstarr angekoppelten, in einem festen Frequenzversatz mitlaufenden zweiten Hochfrequenzsignal [10].

Dieser heterodyne Netzwerkanalysator stellt für den Hochfrequenzbereich bis heute das zentrale Meßprinzip dar, wobei sich neuzeitliche Geräte im wesentlichen durch technische Verbesserungen und erhöhten Bedienungskomfort, nicht aber im Konzept vom ursprünglichen System unterscheiden [11].

Fast gleichzeitig mit der Einführung des heterodynen Netzwerkanalysators wurden auch weitere Verfahren zur Netzwerkanalyse bekannt. Das Sechstorverfahren, das vor allem vom amerikanischen Eichamt, dem "National Bureau of Standards" propagiert wurde, nutzt zur Bestimmung der komplexen Streuparameter eines Meßobjektes im wesentlichen Interferenzeffekte sich überlagernder Wellen aus, die von vier Leistungsmeßgeräten erfaßt werden. Aus den Leistungsmessungen können dann, nach einer vorherigen Kalibrierung des Systems, die Steuparameter berechnet werden [12,13].

Eine andere Gruppe von Verfahren, die unter dem Stichwort "homodyne Netzwerkanalyse" zusammengefaßt werden können, wenden spezielle Modulationstechniken auf das Signal, welches das Meßobjekt durchläuft, an. Durch Überlagerung dieses Signals mit einem kohärenten Referenzsignal in einem Mischer wird die Information über die Hochfrequenzeigenschaften des Meßobjekts in einen Zwischenfrequenzbereich transformiert, wo die weitere Signalauswertung erfolgt [14].

Obwohl sich das Sechstorprinzip und auch die homodynen Verfahren zur Netzwerkanalyse durch einen einfachen schaltungstechnischen Aufbau auszeichnen, konnten sie bislang keine ernsthafte Konkurrenz zum heterodynen Netzwerkanalyseverfahren darstellen. Gründe dafür liegen unter anderem in der geringen Meßdynamik und der langen Einschwingzeit der Leistungsmesser beim Sechstorverfahren [15], während bei den homodynen Verfahren bislang hohe Anforderungen an die Eigenschaften der verwendeten Hochfrequenzkomponenten hinderlich waren [16].

Neue Anforderungen an die Meßsysteme werden seit einigen Jahren durch die zunehmende Nutzung von Frequenzen bis in den Millimeterwellenbereich ($f > 30$ GHz) hinein gestellt. Zur exakten Vermessung der Hochfrequenzeigenschaften ist die Entwicklung geeigneter Netzwerkanalysatoren notwendig.

Dem wurde bislang dadurch Rechnung zu tragen versucht, daß das im Mikrowellenbereich bewährte Heterodynprinzip durch Erweiterungen an den höheren Frequenzbereich angepaßt wurde [17]. Es stellt sich jedoch die Frage, ob, bedingt durch den erheblichen technischen Aufwand verbunden mit bei höheren Frequenzen auftretenden Empfindlichkeits-einbußen, nicht andere Netzwerkanalyseverfahren für den Millimeterwellenbereich geeigneter sind.

Ziel dieser Arbeit ist es, nach einer grundlegenden Diskussion der verschiedenen Verfahren einen Netzwerkanalysator im Frequenzbereich 26,5-40 GHz aufzubauen.

2. Verfahren zur Netzwerkanalyse

2.1 Das heterodyne Netzwerkanalyseverfahren

Das Prinzipschaltbild eines heterodynen Netzwerkanalysators zeigt Bild 2.1-1.

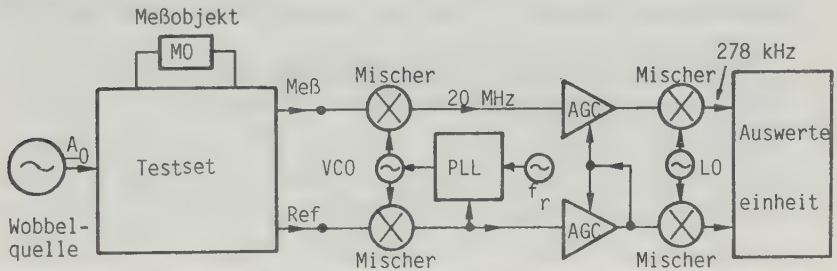


Bild 2.1-1: Prinzipschaltbild eines heterodynen Netzwerkanalysators

Das "Testset" im linken Teil des Bildes besteht im allgemeinen aus verschiedenen Kopplern und Schaltern (z.B.[18]) und hat die Funktion, das von der wobbelbaren Quelle eingespeiste Signal entsprechend der Streuparameterdefinition auf die Tore des Meßobjektes aufzuteilen und ein Meßsignal sowie ein Referenzsignal auf die weiteren Anschlüsse des Netzwerkanalysators zu leiten.

Das heterodyne Verfahren erfordert die gleichzeitige Auswertung des Referenz- und Meßsignals, um daraus die Meßobjekteigenschaften zu bestimmen. Die Hochfrequenzinformation über die Übertragungsfunktion des Meßobjektes ist in dem Verhältnis von Referenz- und Meßsignal entsprechend Gleichung 2.1/1 enthalten.

$$\frac{A_{\text{meß}}}{A_{\text{ref}}} = \frac{A_0 B_m H_{\text{MO}}}{A_0 B_r} \quad 2.1/1$$

- B_m, B_r $\hat{=}$ Systemkonstanten des Meß-, Referenzzweiges
- $A_{\text{meß}}, A_{\text{ref}}$ $\hat{=}$ Meß- bzw. Referenzsignalphasor
- H_{MO} $\hat{=}$ Übertragungsfunktion des Meßobjektes
- A_0 $\hat{=}$ Vom Sender eingespeistes Signal

Sowohl das hochfrequente Meß-, als auch das Referenzsignal werden in einer ersten Stufe zur weiteren Verarbeitung auf eine typisch im MHz-Bereich (z.B. 20 MHz) liegende feste Zwischenfrequenz (ZF) umgesetzt. Die Konstanz der Zwischenfrequenz wird dabei durch eine Phasenregelschleife (PLL) gewährleistet, welche die Schwingfrequenz des spannungsgesteuerten Oszillators (VCO), der zur Ansteuerung der Mischer dient, phasenstarr mit einem Frequenzabstand $f_r = 20 \text{ MHz}$ an das Referenzsignal ankoppelt.

Die Wahl der ersten Zwischenfrequenz wird durch zum Teil konkurrierende Forderungen eingeschränkt.

Zum einen soll die Zwischenfrequenz im Sinne einer einfachen Signalauswertung möglichst niedrig liegen, zum anderen sollen hohe Wobbelgeschwindigkeiten des Senders realisierbar sein, was eine schnelle Regelung und somit eine hohe Grenzfrequenz des Regelkreises erfordert. Da aber das Zwischenfrequenzsignal auf keinen Fall über den Regelkreis übertragen werden darf, muß die Zwischenfrequenz hinreichend weit von der Grenzfrequenz der Regelschleife entfernt sein. Zusätzlich sollte die ZF so hoch gewählt werden, daß das Signal hinreichend weit weg vom Bereich des $1/f$ Rauschens liegt.

Ein Kompromiß für diese gegensätzlichen Forderungen ist der Zwischenfrequenzbereich von einigen MHz, der jedoch zur Signalauswertung eine zweite Mischstufe erforderlich macht.

Die beiden 20 MHz Signale werden dazu nach dem Passieren zweier Gleichlaufverstärker (AGC), wo das Referenzsignal auf einen konstanten Pegel verstärkt wird, in einer zweiten Stufe mit einem quarzstabilen Signal (LO) auf die zweite Zwischenfrequenz (z.B. 278 kHz) umgesetzt, wo die weitere Auswertung erfolgt.

Aufgrund des bezüglich der Amplituden- und Phasenübertragung linearen Mischprozesses zeichnet sich das heterodyne Netzwerkanalyseverfahren durch eine hohe Meßempfindlichkeit aus. Für kleine Signale ergibt sich eine theoretische Meßgrenze zum Beispiel durch thermisches Rauschen. Definiert man eine untere Grenze dort, wo das Meßsignal gleich groß ist wie der Effektivwert des thermischen Rauschens, so berechnet sich für eine angenommene Meßbandbreite $\Delta f = 1 \text{ kHz}$ das kleinste noch meßbare Signal mit

$$P_{\text{Rausch}} = k_B T \Delta f$$

2.1/2

$k_B \hat{=}$ Boltzmannkonstante

$T \hat{=}$ Temperatur in Kelvin

$\Delta f \hat{=}$ Meßbandbreite

zu: $P_{\text{meß}} = -144 \text{ dBm}$.

Zur Realisierung eines breitbandigen (mehrere Oktaven) Meßsystems wird ein über den gesamten Frequenzbereich abstimmbarer Hochfrequenzoszillator für die erste Mischstufe benötigt. Da derart breitbandige Quellen technisch schwierig zu realisieren sind, wird die erste Mischstufe häufig in Form von Oberwellenmischern ausgeführt [19], die auch unter dem Begriff "Sampler" bekannt sind (Bild 2.1-2).

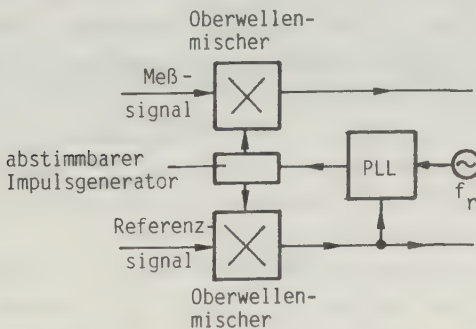


Bild 2.1-2: Ausführung der ersten Mischstufe mit Oberwellenmischern

Durch Ansteuerung der Mischerdioden mit schmalen, kurzzeitigen Impulsen der Wiederholfrequenz f_{L0} , die Dirac-Impulsen nahe kommen, ergibt sich ein breites Spektrum des zeitveränderlichen Diodenleitwertes $G(t)$ mit diskreten Spektrallinien im Abstand f_{L0} gemäß Gleichung 2.1/3, die bis zu einer oberen Frequenzgrenze f_{max} eine fast konstante Amplitude aufweisen (Bild 2.1-3).

$$G(t) = G_0 + 2 \sum_{n=1}^N G_n \cos(2\pi \cdot n \cdot f_{L0} \cdot t) \quad 2.1/3$$

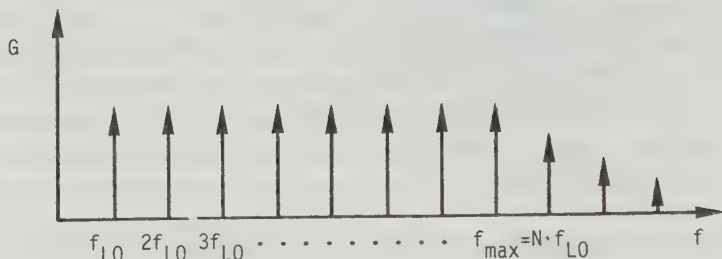


Bild 2.1-3: Spektrale Anteile des Diodenleitwertes $G(t)$ bei Ansteuerung mit periodischen, diracähnlichen Impulsen.

An jeder der Oberwellen des Leitwertes $G(t)$ kann ein Hochfrequenzsignal mit näherungsweise gleichem Konversionswirkungsgrad in einen Zwischenfrequenzbereich umgesetzt werden. Durch geeignete Wahl der Periodendauer $T_{L0} = 1/f_{L0}$ ist es möglich, ein Meßsignal auf eine festgelegte Frequenz herunterzumischen.

Die Einstellung der Periodendauer T_{L0} wird im Meßsystem durch die Phasenregelschleife vorgenommen, die bewirkt, daß der Oberwellenmischer immer phasenstarr an das Referenzsignal angekoppelt ist und einen Wobbelbetrieb ermöglicht.

Nachteilig wirkt sich bei Oberwellenmischern aus, daß die Amplituden des Leitwertspektrums in Gleichung 2.1/3 gemäß $G_n \sim 1/N$ abnehmen, so daß sich für sehr breitbandige Systeme relativ hohe Konversionsverluste ergeben. Durch die große Anzahl von Spektrallinien besteht außerdem die Gefahr, daß unerwünschte Mischprodukte höherer Ordnung entstehen, die wiederum Anteile bei der Zwischenfrequenz enthalten und somit zu fehlerhaften Messungen führen können.

Ein Mangel bestand lange Zeit in der unzureichenden Frequenzreproduzierbarkeit der verwendeten Wobbelquellen, die sich insbesondere in von Messung zu Messung schwankenden Phasenwerten bemerkbar machen konnte. Seit der Entwicklung sogenannter Schritt- oder Synthesegeneratoren [16] stehen jedoch bis in den Millimeterwellenbereich hinein sehr frequenzstabile Quellen zur Verfügung. Es ist jedoch nicht zu übersehen, daß die Entwicklung von hochwertigen Signalgeneratoren speziell für Millimeterwellen einen hohen technischen Aufwand erfordert.

Das Funktionsprinzip solcher Generatoren basiert häufig auf dem

Verfahren der Frequenzvervielfachung. Dabei wird das verstärkte Signal einer Mikrowellenquelle auf eine Frequenzvervielfacherstufe geleitet, welche Signale mit ganzzahliger vielfacher Frequenz des Basis-signals erzeugt. Einen mit dieser Technik ausgestatteten heterodynen Netzwerkanalysator für den Millimeterwellenbereich zeigt Bild 2.1-4. Das Millimeterwellensignal in diesem System wird durch Vervielfachung von Mikrowellen im Frequenzbereich 11-20 GHz erzeugt. Die Konstanz des Zwischenfrequenzsignals wird dadurch gewährleistet, daß die

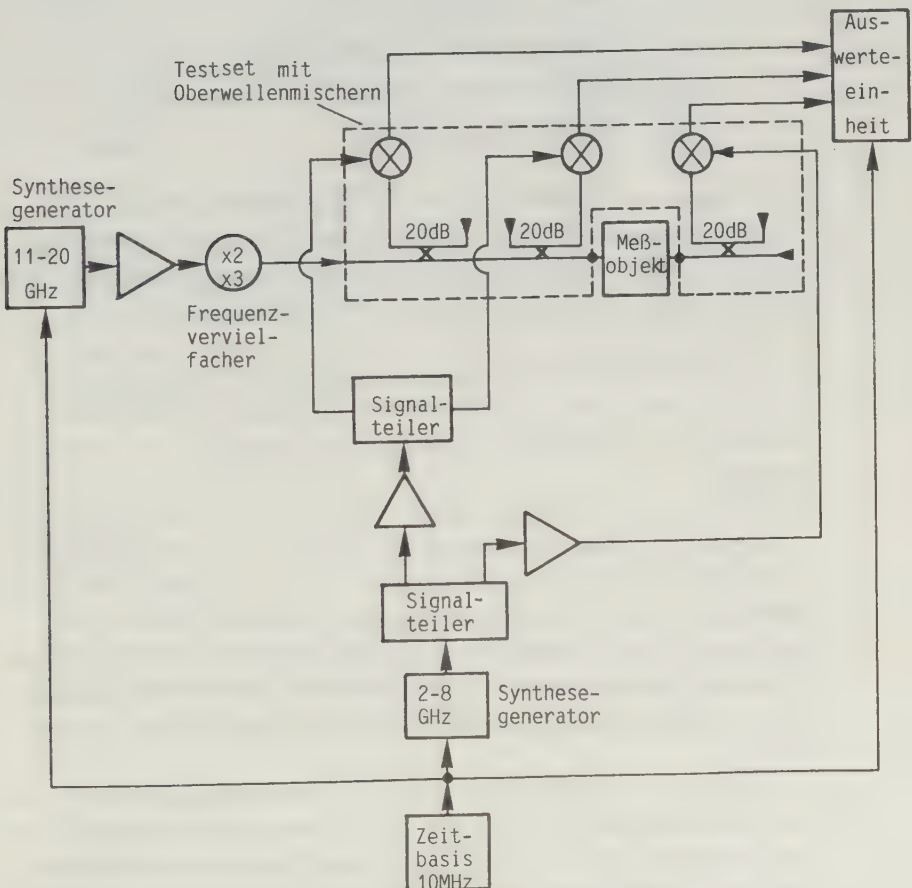


Bild 2.1-4: Schaltbild eines kommerziellen heterodynen Millimeterwellen-Netzwerkanalysators

Hochfrequenzsignale durch zwei mit einer gemeinsamen Zeitbasis arbeitende Synthesegeneratoren erzeugt werden. Diese Technik erfordert extrem phasenstabile Verbindungsleitungen und elektronische Schaltungen in den Synthesegeneratoren, da kleinste Änderungen der Signalphasen zwischen den beiden Synthesegeneratoren im NF-Bereich mit dem Vervielfachungsfaktor N (bezogen auf z.B. 10 MHz) multipliziert in den Hochfrequenzbereich transformiert werden [17,20].

$$\Delta\varphi_{\text{HF}} = N \cdot \Delta\varphi_{\text{NF}} \qquad 2.1/4$$

$\Delta\varphi_{\text{HF}}$ $\hat{=}$ Phasenänderung des HF-Signals

$\Delta\varphi_{\text{NF}}$ $\hat{=}$ Phasenänderung des NF-Signals

N $\hat{=}$ Vervielfachungsfaktor

Eine Phasenverschiebung zwischen dem hochfrequenten Meßsignal und dem Ansteuersignal für die Oberwellenmischer wird in gleicher Größe in den ZF-Bereich umgesetzt und kann zu Abweichungen zwischen Messungen führen, die zu unterschiedlichen Zeiten durchgeführt wurden.

Das heterodyne Netzwerkanalysekonzept nach Bild 2.1-4 erweist sich durch die zwei Synthesegeneratoren und den Einsatz von Oberwellenmischern mit den dazu notwendigen hohen Ansteuerpegeln als äußerst aufwendig.

Der Einsatz von Oberwellenmischern erscheint dabei im Millimeterwellenbereich nicht zwingend notwendig, da aufgrund der Einteilung der Frequenzbereiche in Hohlleiterbänder die typischen Bandbreiten unterhalb einer Oktave liegen. Die Verwendung **üblicher Mischer** hat den Vorteil, daß im Gegensatz zu Oberwellenmischern wesentlich kleinere Konversionsverluste erreicht werden können (z.B. 10 dB gegenüber 43 dB bei 75-110 GHz [17]), was zu einem größeren Meßdynamikbereich führt.

Für das System nach Bild 2.1-4 wird ein Dynamikbereich von 80 dB und eine Empfindlichkeit von ca. -110 dBm bei 64-facher Mittelung angegeben. Das heterodyne Netzwerkanalyseverfahren erscheint aus der Sicht der erreichbaren Meßeigenschaften durchaus als geeignet für die Anwendung im Millimeterwellenbereich. Leider ist damit aber ein beachtlicher technischer Aufwand verknüpft, der hohe Systemkosten erwarten läßt.

2.2 Netzwerkanalyse nach dem Sechstorverfahren

Mitte der siebziger Jahre wurde ein Netzwerkanalyseverfahren vorgeschlagen, daß zwei sogenannte Sechstor-Reflektometer verwendet [13]. Die Aufgabe der Sechstor-Reflektometer ist die Bestimmung des Reflektionsfaktors eines Meßobjektes mit Hilfe von gleichzeitigen Leistungsmessungen (Bild 2.2-1).

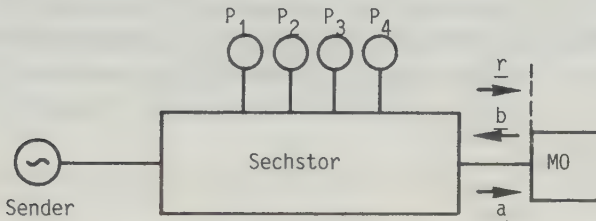


Bild 2.2-1: Skizze eines Sechstor-Reflektometers

An vier Anschlüssen des Sechstores befinden sich Leistungsmesser, die im allgemeinen fehlangepaßt sein dürfen. Aus den gemessenen Leistungen P_i läßt sich nach Gleichung 2.2/1 eine Aussage über das Verhältnis der beiden Wellen $\underline{b}$ und $\underline{a}$ machen, das dem Eingangsreflektionsfaktor $\underline{r}$ des Meßobjektes entspricht.

$$\underline{r} = \frac{\underline{b}}{\underline{a}} = \frac{\sum_{i=1}^4 c_i P_i + j \sum_{i=1}^4 s_i P_i}{\sum_{i=1}^4 t_i P_i} \quad 2.2/1$$

Zur Bestimmung der reellen Sechstorkonstanten c_i , s_i , t_i sind Kalibrier-messungen mit mehreren, teilweise als bekannt vorauszusetzenden Ab-schlüssen erforderlich. Verschiedene Verfahren zur Durchführung die-ser Messungen sind in der Literatur angegeben [22,23,24].

Zwei solcher Sechstor-Reflektometer werden zu einem Meßsystem nach Bild 2.2-2 zusammengestellt, um die komplexen Vierpolparameter eines Zweitores vermessen zu können.

Als wesentlichen Unterschied zum heterodynen Netzwerkanalysator er-kennt man, daß nur ein Hochfrequenzgenerator benötigt wird und daß offensichtlich auf ein Testset verzichtet werden kann.

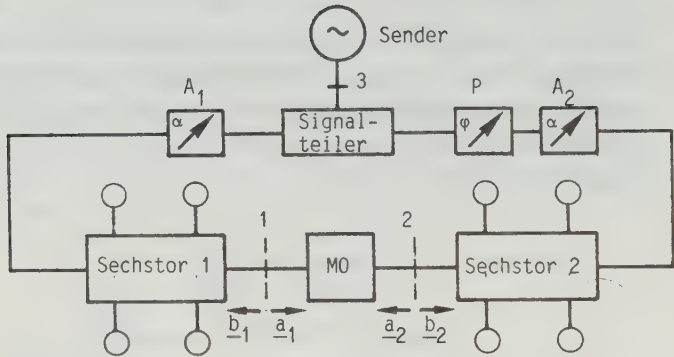


Bild 2.2-2: Aufbau eines Netzwerkanalysators nach dem Sechstorverfahren

Ausgehend von der Definition der Streuparameter und der Torbezeichnung in Bild 2.2-2 ergibt sich:

$$\underline{b}_1 = \underline{S}_{11} \underline{a}_1 + \underline{S}_{12} \underline{a}_2 \quad 2.2/2$$

$$\underline{b}_2 = \underline{S}_{21} \underline{a}_1 + \underline{S}_{22} \underline{a}_2 \quad 2.2/3$$

Dividiert man Gleichung 2.2/2 durch $\underline{a}_1$ und Gleichung 2.2/3 durch $\underline{a}_2$, erhält man:

$$\underline{r}_1 = \frac{\underline{b}_1}{\underline{a}_1} = \underline{S}_{11} + \underline{S}_{12} \frac{\underline{a}_2}{\underline{a}_1} \quad 2.2/4$$

$$\underline{r}_2 = \frac{\underline{b}_2}{\underline{a}_2} = \underline{S}_{22} + \underline{S}_{21} \frac{\underline{a}_1}{\underline{a}_2} \quad 2.2/5$$

Eliminiert man aus den Gleichungen 2.2/4 und 2.2/5 das Verhältnis $\underline{a}_2/\underline{a}_1$, so folgt:

$$(\underline{r}_1 - \underline{S}_{11}) (\underline{r}_2 - \underline{S}_{22}) = \underline{S}_{12} \underline{S}_{21} \quad 2.2/6$$

bzw. $\underline{r}_2 \underline{S}_{11} + \underline{r}_1 \underline{S}_{22} - \underline{\Delta S} = \underline{r}_1 \underline{r}_2 \quad 2.2/7$

mit $\underline{\Delta S} = \underline{S}_{11} \underline{S}_{22} - \underline{S}_{12} \underline{S}_{21} \quad 2.2/8$

Drei Messungen mit verschiedenen Einstellungen der Dämpfungsglieder A_1 , A_2 und des Phasenschiebers P ergeben drei unabhängige Gleichungen mit jeweils anderen Koeffizienten r_1 , r_2 gemäß Beziehung 2.2/7, die nach den gesuchten Größen $\underline{S}_{11}$, $\underline{S}_{22}$ und $\Delta \underline{S}$ aufgelöst werden können. Zunächst erhält man mit Gleichung 2.2/8 nur das Produkt $\underline{S}_{12}\underline{S}_{21}$. Für ein reziprokes Netzwerk ist $\underline{S}_{12} = \underline{S}_{21}$, so daß $\underline{S}_{12}$ bzw. $\underline{S}_{21}$ bis auf ein Vorzeichen bestimmt werden können.

Für ein nichtreziprokes Netzwerk, also $\underline{S}_{12} \neq \underline{S}_{21}$, können die unbekannten Parameter $\underline{S}_{12}$, $\underline{S}_{21}$ mit Hilfe der Gleichungen 2.2/4 und 2.2/5 bestimmt werden, wenn vorausgesetzt werden kann, daß das Verhältnis $\underline{a}_2/\underline{a}_1$ meßtechnisch zu ermitteln ist.

$$\underline{S}_{12} = (\underline{r}_1 - \underline{S}_{11}) \frac{\underline{a}_1}{\underline{a}_2} \quad 2.2/9$$

$$\underline{S}_{21} = (\underline{r}_2 - \underline{S}_{22}) \frac{\underline{a}_2}{\underline{a}_1} \quad 2.2/10$$

Wie gezeigt werden kann [13], läßt sich das Verhältnis $\underline{a}_2/\underline{a}_1$ in Abhängigkeit von komplexen Größen $\underline{F}_i$ ($i=1,2,3$) und den Meßgrößen $\underline{r}_1$, $\underline{r}_2$ nach Gleichung 2.2/11 darstellen.

$$\frac{\underline{a}_2}{\underline{a}_1} = \frac{\underline{F}_3 + \underline{F}_1 \underline{r}_1}{1 + \underline{F}_2 \underline{r}_2} \quad 2.2/11$$

Die Größen $\underline{F}_i$ sind abhängig von den Streuparametern des als 3-Tor betrachteten Meßsystems (Bild 2.2-2) mit den Anschlußporten 1,2 und 3 und müssen für jede Kombination der Dämpfungsglieder A_1 , A_2 und des Phasenschiebers P ermittelt werden. Dazu kann man für jede Kombination drei Kalibriermessungen mit bekannten Meßobjekten durchführen, aus denen sich die unbekannten Größen $\underline{F}_1$, $\underline{F}_2$, $\underline{F}_3$ berechnen lassen [13]. Für drei Einstellungen von A_1 , A_2 , P werden somit insgesamt 9 zusätzliche, einmalig durchzuführende Messungen notwendig, um die Meßobjekteigenschaften gemäß Gleichung 2.2/9 bzw. 2.2/10 angeben zu können.

Die Meßeigenschaften eines Sechstor-Netzwerkanalysators werden entscheidend von den Leistungsmessern der Sechstor-Reflektometer bestimmt. Berücksichtigt man die endliche Meßgenauigkeit der Leistungsmesser, die z.B. für Bolometer in der Größenordnung $0,1\% \pm 1\mu W$

liegen [12], so wird die Meßdynamik zu kleinen Pegeln im wesentlichen durch die konstante Fehlergröße, hier $1\mu\text{W}$, begrenzt. Es ist deshalb sinnvoll, die Sechstorschaltungen so auszulegen, daß die gemessenen Leistungen an den vier Meßgeräten für beliebige Meßobjekte deutlich oberhalb dieses Wertes liegen. Ein diesbezüglich optimiertes Sechstor ist in [25] angegeben. Durch die Verwendung von Leistungsteilern und 90° -Kopplern in der Schaltung nach Bild 2.2-3 wurde erreicht, daß die maximale Änderung der Leistung an den Leistungsmessern einen Wert von 15 dB nicht überschreitet und daß bei einer maximalen meßbaren Leistung von 11 mW bei 20 mW Senderleistung die Leistungsmesser in einem Bereich hoher Genauigkeit und guter Linearität arbeiten.

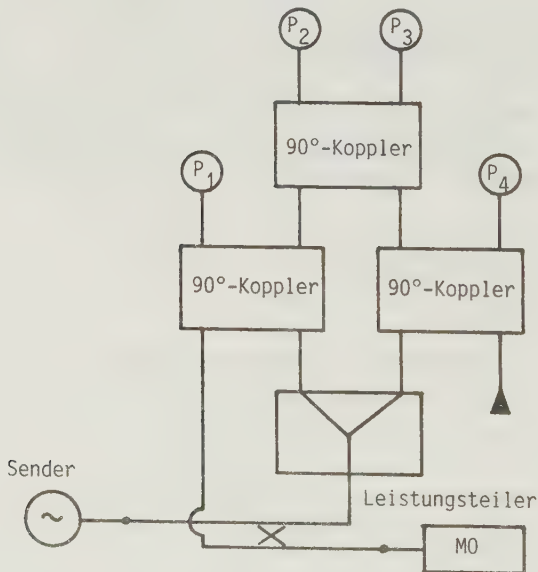


Bild 2.2-3: Ein leistungsoptimiertes Sechsthor nach [25]

Die Beschränkung des Dynamikbereichs der Leistungspegel auf 15 dB stellt aber gleichzeitig hohe Anforderungen an die Auflösung der Leistungsmesser, denn typische Änderungen der reflektierten Signale über einen Bereich von 40 dB werden auf einen Bereich von 15 dB komprimiert.

Zur Erhöhung der Meßgeschwindigkeit in automatischen Systemen besteht die Möglichkeit, anstelle der aufgrund einer hohen thermischen Zeitkonstante langsamen Bolometer schnellere Diodendetektoren einzusetzen. Um die Meßgenauigkeit nicht zu verschlechtern, müssen dann jedoch Maßnahmen zur Reduzierung der Abweichung der Diodenkennlinie vom quadratischen Verlauf getroffen werden [26].

Obwohl Meßsysteme nach dem Sechstorverfahren konstruktiv relativ einfach aufgebaut sind und nur eine Hochfrequenzquelle benötigen, ergeben sich durch die aufwendigen Kalibriermaßnahmen und durch das begrenzte Auflösungsvermögen der breitbandigen und damit störempfindlichen Leistungsmesser potentielle Fehlerquellen, die zu einer für Sechstorschaltungen typischen kleinen Meßdynamik führen. So wird für ein System im Frequenzbereich von 7-12 GHz ein Dynamikbereich von ca. 40 dB für Dämpfungsmessungen angegeben [27], während ein kommerzielles System im Bereich 26,5-40 GHz eine Meßdynamik von ca. 50 dB aufweist [28].

Trotz der diskutierten Vorzüge des Sechstorverfahrens ergibt sich aufgrund des eingeschränkten Meßdynamikbereichs letztlich nur eine begrenzte Tauglichkeit für ein Meßsystem, das hohe Anforderungen sowohl an die Meßgenauigkeit als auch an den nutzbaren Dynamikbereich erfüllen sollte.

2.3 Homodyne Netzwerkanalyseverfahren

Der Begriff "homodyn" charakterisiert im allgemeinen solche Meßverfahren oder Systeme, die ein niederfrequentes Zwischenfrequenzsignal durch Mischung eines unmodulierten Trägersignals mit einem modulierten kohärenten Signal an einem nichtlinearen Element erzeugen. Die beiden Hochfrequenzsignale entstammen dabei einer gemeinsamen Quelle, wodurch diese Verfahren insbesondere für den Millimeterwellenbereich attraktiv erscheinen.

2.3.1 Netzwerkanalyse mit Einseitenbandversetzung

Eine wichtige Gruppe innerhalb der homodynen Verfahren sind die Netzwerkanalysatoren mit Einseitenbandmodulation nach Bild 2.3.1-1.

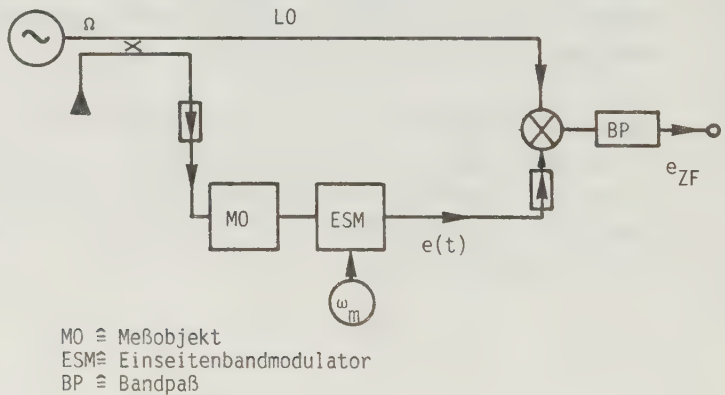


Bild 2.3.1-1: Ein Netzwerkanalysator mit Einseitenbandmodulation

Das hochfrequente Sendersignal wird in ein Lokalszillatorsignal (L_0) zur Großsignalaussteuerung des Mischers und in ein Meßsignal aufgespalten. Das Meßsignal durchläuft das Meßobjekt und wird anschließend in einem Einseitenbandmodulator moduliert. Für einen idealen Einseitenbandmodulator ergibt sich folgendes Ausgangssignal:

$$e(t) = E_0 K_M \cos[(\Omega + \omega_m)t + \Phi_0 + \Phi_M] \quad 2.3.1/1$$

mit K_M , Φ_M ≡ Übertragungsfunktion des Meßobjektes

Nach Mischung mit dem Lokaloszillatorsignal steht am Mischerausgang ein Signal zur Verfügung, dessen Amplitude proportional zur Meßobjekt-dämpfung K_M ist und dessen Phase bis auf eine Konstante der Meßobjekt-phase Φ_M entspricht (Gleichung 2.3.1/2).

$$e_{ZF}(t) = E_0 \cdot \tilde{L} \cdot K_M \cdot \cos(\omega_m t + \Phi_0 + \Phi_M) \quad 2.3.1/2$$

$\tilde{L} \hat{=}$ Mischerkonversionsverluste

Reale Einseitenbandmodulatoren weisen jedoch immer eine endliche Unterdrückung S_1 des unerwünschten Spiegelseitenbandes auf, was zu einer weiteren Signalkomponente in Gleichung 2.3.1/1 führt.

$$e(t) = E_0 \cdot K_M \{ \cos [(\Omega + \omega_m)t + \Phi_0 + \Phi_M] + S_1 \cdot \cos [(\Omega - \omega_m)t - \Phi_0 - \Phi_M] \}$$

2.3.1/3

Die Überlagerung dieser zusätzlichen Signalkomponente mit dem idealen Meßsignal führt zu Meßfehlern, die von der Spiegelsignalunterdrückung abhängen. Tabelle I gibt für verschiedene Werte der Spiegelsignalunterdrückung die entsprechenden Amplituden- und Phasenfehler (ϵ_α bzw. ϵ_φ) an.

$ S /\text{dB}$	$\epsilon_\alpha/\text{dB}$	$\epsilon_\varphi/^\circ$
10	+2,4 -3,3	18,4
20	+0,83 -0,92	5,74
30	+0,27 -0,28	1,81
40	$\pm 0,09$	0,57

Zur weiteren Reduzierung dieser Meßfehler kann man anstelle eines einfachen Mischers einen Einseitenbandempfänger verwenden, der eine zusätzliche Unterdrückung S_2 des Spiegelsignales bewirkt. Die gesamte Spiegelsignalunterdrückung ergibt sich dann gemäß Gleichung 2.3.1/4 zu:

$$S_{\text{ges}} = S_1 \cdot S_2 \quad 2.3.1/4$$

Tabelle I: Maximale Amplituden- und Phasenfehler für verschiedene Spiegelsignalunterdrückungen $|S|$.

Bei der Realisierung von Einseitenbandversetzern [14,29] verwendet man üblicherweise eine Zusammenschaltung aus verschiedenen Kopplern

und Modulatoren, bei denen eine breitbandige Realisierung mit nahezu konstanten Eigenschaften bislang problematisch war. So erreichte man für oktavbreite Systeme typische Unterdrückungen des unerwünschten Seitenbandes bei der kombinierten Verwendung eines Einseitenbandversetzers und -empfängers von ca. 40 dB, was einem Betragsfehler von ca. 0,1 dB und einem Phasenfehler von $0,57^\circ$ entspricht.

Obwohl diese Fehler für einen Millimeterwellennetzwerkanalysator zunächst akzeptabel wären, erscheint die Entwicklung geeigneter Einseitenbandempfänger und -versetzer mit den erforderlichen Eigenschaften bei Millimeterwellen insgesamt als schwierig und aufwendig. Andere Verfahren zur Einseitenbandmodulation bedienen sich spezieller Phasen- und Frequenzmodulationen zur Unterdrückung des Spiegelfrequenzsignals [14,30]. Auch hier stellt sich jedoch die Problematik, daß die Genauigkeit eines Meßsystems stark von den Eigenschaften der zur Modulation verwendeten **Bauelemente** abhängt und somit hohe Anforderungen an diese gestellt werden müssen, was in der Millimeterwellentechnik zu erheblichem Entwicklungsaufwand führt.

2.3.2 Ein Netzwerkanalyseverfahren mit digitaler Phasenmodulation

Ein erstmalig 1984 vorgestelltes neuartiges homodynes Netzwerkanalyseverfahren [31,32,33] benutzt zur Modulation des Meßsignals mehrere schaltbare binäre Phasenschieber (Bild 2.3.2-1).

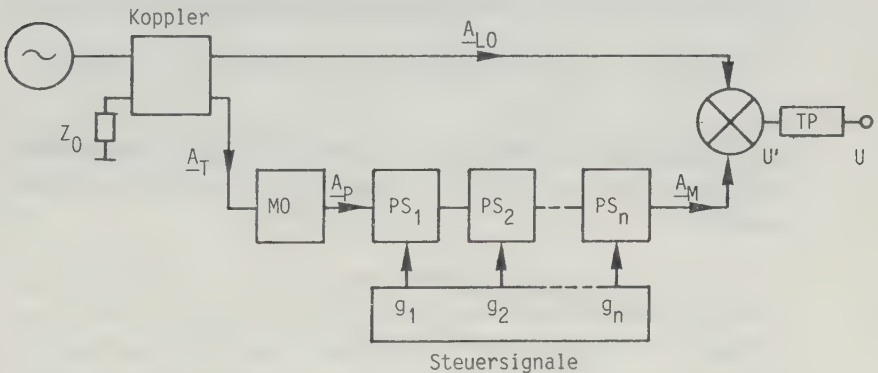


Bild 2.3.2-1: Schaltbild eines Netzwerkanalysators mit schaltbaren binären Phasenschiebern ($PS_1, PS_2, \dots, PS_n$)

Das vom Sender erzeugte Hochfrequenzsignal wird über einen Koppler in ein Lokalsignalsignal A_{L0} und in ein Testsignal A_T aufgespalten. Zur Sicherstellung eines bezüglich des Meßsignals A_M linearen Mischerverhaltens müssen die Signalamplituden im allgemeinen die Bedingung

$$|A_{L0}| \gg |A_M| \quad 2.3.2/1$$

einhalten.

Das Testsignal A_T durchläuft nacheinander das Meßobjekt und n kaskadierte Phasenschieber PS_i , bevor es den Mischer erreicht. Jeder der n Phasenschieber kann in zwei Zustände geschaltet werden, welche durch einen Zustandsparameter g_j gekennzeichnet werden sollen mit $g_j = 0$ für den Schaltzustand 1 und $g_j = 1$ für den Schaltzustand 2.

Die Phasenschiebereigenschaften $p_i^{<g_j>}$ können nachfolgend für den ersten Schaltzustand durch den Übertragungsfaktor

$$p_i^{<0>} = \underline{C}_i, \quad 2.3.2/2$$

für den zweiten Schaltzustand durch

$$p_i^{<1>} = \underline{c}_i \underline{k}_i, \quad i=1,2,\dots,n \quad 2.3.2/3$$

beschrieben werden. Die komplexe Konstante $\underline{c}_i$ gibt dabei die Grunddämpfung und Grundphase der Phasenschieber an, während der komplexe Faktor $\underline{k}_i$ die Änderung der Transmissionseigenschaften beim Umschalten in den zweiten Zustand repräsentiert.

$$\underline{k}_i = \frac{p_i^{<0>}}{p_i^{<1>}} \quad 2.3.3/4$$

Das Ausgangssignal des Mischers, der näherungsweise als Produktmodulator betrachtet werden soll, berechnet sich mit den Mischereingangssignalen

$$\underline{A}_M = A_M e^{j(\omega t + \Phi_M)}$$

$$\underline{A}_{LO} = A_{LO} e^{j(\omega t + \Phi_{LO})}$$

zu:

$$U' = L' A_M \cos(\omega t + \Phi_M) \cos(\omega t + \Phi_{LO}) \quad 2.3.2/5$$

Die Amplitude des Lokaloszillatorsignals geht bei Erfüllung von Ungleichung 2.3.2/1 nicht in die Gleichung 2.3.2/5 ein.

Durch die Anwendung eines Additionstheorems läßt sich Gleichung 2.3.2/5 umformen in Gleichung 2.3.2/6.

$$U' = \tilde{L} A_M [\cos(\Phi_M - \Phi_{LO}) + \cos(2\omega t + \Phi_M + \Phi_{LO})]$$

mit $\tilde{L} = \frac{L'}{2}$ 2.3.2/6

Hier beschreibt $\tilde{L}$ die Mischerkonversionsverluste.

Wie man erkennen kann, besteht das Mischerausgangssignal aus einem Gleichspannungs- und einem hochfrequenten Wechselspannungsanteil, so daß sich nach einer Tiefpaßfilterung das Ausgangssignal folgendermaßen darstellt:

$$U = \tilde{L} A_M \cos(\Phi_M - \Phi_{LO}) \quad 2.3.2/7$$

Zum gleichen Ergebnis gelangt man, wenn man die tiefpaßgefilterte Ausgangsspannung entsprechend Gleichung 2.3.2/8 beschreibt.

$$U = \operatorname{Re} \left[\frac{\tilde{L} \underline{A}_M \underline{A}_{L0}^*}{|\underline{A}_{L0}|} \right] \quad 2.3.2/8$$

Diese Gleichung läßt sich weiter umformen zu

$$U = \frac{1}{2} \tilde{L} \underline{A}_M e^{-j\Phi_{L0}} + \frac{1}{2} \tilde{L} \underline{A}_M^* e^{j\Phi_{L0}} \quad 2.3.2/9$$

$$\text{oder mit } \underline{L} = \frac{\tilde{L}}{2} e^{-j\Phi_{L0}} \quad 2.3.2/10$$

$$\text{zu} \quad U = \underline{L} \underline{A}_M + \underline{L}^* \underline{A}_M^* \quad 2.3.2/11$$

Wird angenommen, daß die Phasenschieber entkoppelt sind und sich somit nicht gegenseitig beeinflussen, so kann das Meßsignal $\underline{A}_M$ am Mischereingang als Produkt der Transmissionsfaktoren jedes Phasenschiebers und dem Ausgangssignal des Meßobjektes $\underline{A}_P$ angegeben werden.

$$\underline{A}_M = \underline{A}_P \prod_{i=1}^n p_i^{<g_i>} \quad \text{mit } <g_i> = 0 \text{ bzw } 1 \quad 2.3.2/12$$

Da die Phasenschieber jeweils zwei Zustände annehmen können, ergeben sich bei n Phasenschiebern insgesamt $z = 2^n$ verschiedene Kombinationsmöglichkeiten mit den entsprechenden Ausgangssignalen nach Gleichung 2.3.2/11.

Faßt man die Zustandsparameter g_i ($i=1,2,\dots,n$) zu einem Zustandsvektor

$$\vec{g} = (g_1, g_2, \dots, g_n) \quad 2.3.2/13$$

zusammen, so läßt sich für das Meßsignal auch die Beziehung

$$\underline{A}_M^{\vec{g}} = \underline{A}_P \prod_{i=1}^n c_i \prod_{i=1}^n [(1-g_i) + g_i k_i] \quad 2.3.2/14$$

angeben. Dementsprechend folgt für die tiefpaßgefilterte Ausgangsspannung analog zu Gleichung 2.3.2/11:

$$U^{\vec{g}} = \underline{L}_0 \underline{A}_P \prod_{i=1}^n [(1-g_i) + g_i k_i] + \underline{L}_0^* \underline{A}_P^* \prod_{i=1}^n [(1-g_i) + g_i k_i^*] \quad 2.3.2/15$$

$$\text{mit} \quad \underline{L}_0 = \underline{L} \prod_{i=1}^n \underline{C}_i \quad 2.3.2/16$$

Der komplexe Faktor $\underline{L}_0$ setzt sich aus den Mischerkonversionsverlusten und den Übertragungsfunktionen der kaskadierten Phasenschieber zusammen. Man kann ebenfalls alle sonstigen Übertragungseigenschaften, z.B. Frequenzgänge von Kopplern, in diesem Faktor zusammengefaßt denken, der daher als Systemkonstante verstanden werden soll.

Mit Hilfe des in Gleichung 2.3.2/17 angegebenen Zusammenhangs kann Gleichung 2.3.2/15 schließlich in Gleichung 2.3.2/18 transformiert werden.

$$\underline{A}_P = \underline{H} \underline{A}_T \quad 2.3.2/17$$

mit $\underline{H} \hat{=}$ Transmissionsfaktor des Meßobjektes

$$\underline{U}^{<\vec{g}>} = \underline{L}_0 \cdot \underline{H} \underline{A}_T \prod_{i=1}^n [(1-g_i) + g_i \underline{k}_i] + \underline{L}_0 \cdot \underline{H} \underline{A}_T^* \prod_{i=1}^n [(1-g_i) + g_i \underline{k}_i^*] \quad 2.3.2/18$$

Durch verschiedene Auswerteverfahren können aus den 2^n Ausgangsspannungen nach Gleichung 2.3.2/18 die Informationen über das Meßobjekt extrahiert werden.

2.3.2.1 Die analytische Lösung für einen dreistufigen Netzwerkkanalysator

Ziel des weiteren Vorgehens ist es, ausgehend von Gleichung 2.3.2/18 die Eigenschaft des Meßobjektes $\underline{H}$ zu bestimmen, was zunächst die Ermittlung der noch unbekannten Größen $\underline{k}_i$ der Phasenschieber notwendig macht. Gärtner zeigt dazu in seiner Arbeit [34], daß dies in einem System mit mindestens drei kaskadierten Phasenschiebern möglich ist. Für ein solches System ergeben sich acht Ausgangsspannungen $\underline{U}^{<\vec{g}>}$ nach Gleichung 2.3.2/18.

Zur weiteren Betrachtung wird das Meßobjekt zunächst durch eine Verbindung der Meßtore ersetzt, was einem Meßobjekt mit Übertragungsfaktor $\underline{H}=1$ entspricht. Die den acht Schaltzuständen entsprechenden Ausgangsspannungen ergeben sich zu:

$$U_1 = U^{<0,0,0>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \quad (a)$$

$$U_2 = U^{<1,0,0>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \underline{k}_1 + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \underline{k}_1^* \quad (b)$$

$$U_3 = U^{<0,1,0>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \underline{k}_2 + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \underline{k}_2^* \quad (c)$$

$$U_4 = U^{<0,0,1>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \underline{k}_3 + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \underline{k}_3^* \quad (d)$$

$$U_5 = U^{<1,1,0>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \underline{k}_1 \underline{k}_2 + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \underline{k}_1^* \underline{k}_2^* \quad 2.3.2/19 \quad (e)$$

$$U_6 = U^{<1,0,1>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \underline{k}_1 \underline{k}_3 + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \underline{k}_1^* \underline{k}_3^* \quad (f)$$

$$U_7 = U^{<0,1,1>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \underline{k}_2 \underline{k}_3 + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \underline{k}_2^* \underline{k}_3^* \quad (g)$$

$$U_8 = U^{<1,1,1>} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \underline{k}_1 \underline{k}_2 \underline{k}_3 + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \underline{k}_1^* \underline{k}_2^* \underline{k}_3^* \quad (h)$$

Aus diesen acht nichtlinearen Gleichungen kann man nach kurzer Umrechnung (siehe dazu [34]) drei Bestimmungsgleichungen für die gesuchten Größen $\underline{k}_1$, $\underline{k}_2$ und $\underline{k}_3$ herleiten.

$$\underline{k}_1^* = \frac{U_{45} + U_{36} - U_{18} - U_{27} \pm j \sqrt{4(U_{34} - U_{17})(U_{56} - U_{28}) - (U_{45} + U_{36} - U_{18} - U_{27})^2}}{2(U_{34} - U_{17})}$$

2.3.2/20

$$\text{mit} \quad U_{ij} = U_i \cdot U_j \quad 2.3.2/21$$

$$\underline{k}_2 = (U_5 - U_3 \underline{k}_1^*) / (U_2 - U_1 \underline{k}_1^*) \quad 2.3.2/22$$

$$\underline{k}_3 = (U_6 - U_4 \underline{k}_1^*) / (U_2 - U_1 \underline{k}_1^*) \quad 2.3.2/23$$

Die in Gleichung 2.3.2/20 erkennbare Vorzeichenunsicherheit läßt sich in praktischen Schaltungen ohne große Probleme vermeiden, da das Vorzeichen des Imaginärteils von $\underline{k}_1$ direkt mit dem Vorzeichen der Phasenverschiebung beim Umschalten vom Grundzustand in den zweiten Zustand zusammenhängt und durch einfache Messungen ermittelt oder sogar aufgrund des Konstruktionsprinzips unmittelbar angegeben werden kann.

Die noch unbekannte Größe $\underline{L}_0 \underline{A}_T$ kann aus den gemessenen Spannungen

U_2 und U_1 nach Gleichung 2.3.2/24 einfach berechnet werden.

$$U_1 - \frac{U_2}{\underline{k}_1} = \underline{L}_0 \underline{A}_T \left(1 - \frac{\underline{k}_1}{\underline{k}_1^*}\right) \quad 2.3.2/24$$

Fügt man ein Meßobjekt in das System ein, so ergeben sich die mit einem Index **M** gekennzeichneten Spannungen:

$$U_{1M} = \underline{L}_0 \underline{H} \underline{A}_T + \underline{L}_0 \frac{\underline{H}^* \underline{A}_T^*}{\underline{k}_1^*} \quad (a) \quad 2.3.2/25$$

$$U_{2M} = \underline{L}_0 \underline{H} \underline{A}_T \underline{k}_1 + \underline{L}_0 \frac{\underline{H}^* \underline{A}_T^* \underline{k}_1^*}{\underline{k}_1^*} \quad (b)$$

Analog zu Gleichung 2.3.2/24 erhält man damit:

$$U_{1M} - \frac{U_{2M}}{\underline{k}_1} = \underline{L}_0 \underline{H} \underline{A}_T \left(1 - \frac{\underline{k}_1}{\underline{k}_1^*}\right) \quad 2.3.2/26$$

Die unbekannte Eigenschaft des Meßobjektes $\underline{H}$ läßt sich einfach durch Division von Gleichung 2.3.2/26 durch Gleichung 2.3.2/24 ermitteln.

$$\underline{H} = \frac{U_{1M} - \frac{U_{2M}}{\underline{k}_1}}{U_1 - \frac{U_2}{\underline{k}_1}} \quad 2.3.2/27$$

Das wesentliche Merkmal des skizzierten Lösungsverfahrens ist, daß zunächst keine exakten Informationen über die Eigenschaften der modulierenden Phasenschieber vorliegen müssen, da diese durch das Meßsystem selbst bestimmt werden können. Insbesondere macht sich im Gegensatz zum Einseitenbandverfahren eine bei realen Komponenten immer vorhandene geringe parasitäre Amplitudenmodulation nicht störend bemerkbar, da Dämpfungsänderungen der Phasenschieber in den Gleichungen mit berücksichtigt werden.

Für eine breitbandige Anwendung des Verfahrens muß gewährleistet werden, daß die Phasenänderung der Phasenschieber bei keinem Frequenzpunkt des interessierenden Meßbereichs den Wert

$$\Phi = \pm m \cdot 180^\circ \quad m=1,2,\dots$$

annimmt, da sonst gilt $\underline{k}_i = \underline{k}_i^*$ und somit Gleichung 2.3.2/24

bzw. 2.3.2/26 zu keiner Lösung führen kann.

In realen Systemen ergeben sich bei der Bestimmung der Phasenschieberkonstanten $\underline{k}_i$ immer Abweichungen von den exakten theoretischen Werten, z.B. weil die Ausgangsspannungen mit Störungen behaftet sind oder diese nur mit einer endlichen Genauigkeit gemessen werden. Bei einer Auswertung der Ausgangsspannungen nach Gleichung 2.3.2/20 wird deshalb in der Regel der vom idealen Wert $\underline{k}_1^*$ abweichende Wert $\underline{k}_{1m}^*$ bestimmt. Berücksichtigt man diesen modifizierten Wert bei der Herleitung von Gleichung 2.3.2/24, dann gilt:

$$U_1 - \frac{U_2}{\underline{k}_{1m}^*} = L_0 \underline{A}_T \left(1 - \frac{\underline{k}_1}{\underline{k}_{1m}^*}\right) + L_0^* \underline{A}_T^* \left(1 - \frac{\underline{k}_1^*}{\underline{k}_{1m}^*}\right) \quad 2.3.2/29$$

Offensichtlich kann die fehlerhafte Berechnung von $\underline{k}_1$ auch als ein zusätzlich auftretendes Störsignal interpretiert werden, das in Gleichung 2.3.2/29 durch den Term

$$L_0^* \underline{A}_T^* \left(1 - \frac{\underline{k}_1^*}{\underline{k}_{1m}^*}\right) \quad \text{dargestellt wird.}$$

Das Verhältnis der zwei Komponenten in Gleichung 2.3.2/29, die auch als Nutz- und Störsignal betrachtet werden können, läßt sich nach Gleichung 2.3.2/30 als Störunterdrückung $\underline{S}_k$ beschreiben.

$$\underline{S}_k = \frac{1 - \frac{\underline{k}_1}{\underline{k}_{1m}^*}}{1 - \frac{\underline{k}_1^*}{\underline{k}_{1m}^*}} \quad 2.3.2/30$$

Gärtner analysiert in seiner Arbeit [34] den Einfluß der fehlerhaften Bestimmung von $\underline{k}_1$ und der damit verbundenen Störunterdrückung $\underline{S}_k$ auf die Genauigkeit des analytischen Verfahrens.

Wird die Phasenschieberkonstante $\underline{k}_1$ für einen 90° Phasenschieber z.B. mit einem Phasenfehler von 11,5° und ohne Amplitudenfehler bestimmt, ergibt sich nach Gärtner's Rechnung eine Störunterdrückung $\underline{S}_k$ von 20 dB. Diese endliche Störunterdrückung bewirkt nach Tabelle I in Kapitel 2.3.1 einen maximalen Amplituden- und Phasenmeßfehler des Systems von +0,83 dB bzw. -0,93 dB und von 5,74°.

Die gleiche Störunterdrückung von $\underline{S}_k = 20$ dB und somit die gleichen maximalen Systemmeßfehler ergeben sich auch, wenn der Betrag von $\underline{k}_1$ mit einem Fehler von 1,75 dB und die Phase von $\underline{k}_1$ gleichzeitig exakt ermittelt werden.

Der 90° Phasenschieber weist bezüglich der Auswirkung der fehlerhaften Bestimmung von $\underline{k}_1$ auf die Systemmeßgenauigkeit das günstigste Verhalten auf. Für einen 30° Phasenschieber wird z.B. eine Störunterdrückung $\underline{S}_k$ von 20 dB schon bei einem Fehler von 5,25° bzw. 0,9 dB bei der Bestimmung von $\underline{k}_1$ erreicht.

Die nach Gleichung 2.3.2/27 bestehende Abhängigkeit der Meßergebnisse nach der analytischen Lösung von der exakten Bestimmung der Phasenschieberkonstanten $\underline{k}_1$ führt zu einer relativ großen Fehlerempfindlichkeit aufgrund der in realen Systemen existierenden Verkopplungseffekte bei nicht ideal entkoppelten Phasenschiebern. Zur Reduzierung der Fehlerempfindlichkeit kann ein im nachfolgenden Kapitel beschriebenes Auswerteverfahren angewendet werden.

2.3.2.2 Das wichtende Verfahren

Eine alternative Form der Signalauswertung nach dem sogenannten wichtenden Verfahren reduziert im Vergleich zur analytischen Lösung den Einfluß von fehlerhaft bestimmten Phasenschieberkonstanten $\underline{k}_i$ auf die Meßgenauigkeit. Das wichtende Verfahren verwendet zur Auswertung eine Summe von mit sogenannten Wichtungsfaktoren $\underline{q}_i$ multiplizierten Ausgangsspannungen.

$$\underline{U}_S = \underline{U}^{<0,0,0>} + \underline{q}_1 \underline{U}^{<1,0,0>} + \underline{q}_2 \underline{U}^{<0,1,0>} + \underline{q}_1 \underline{q}_2 \underline{U}^{<1,1,0>} \quad 2.3.2/31$$

Nach Einsetzen von Gleichung 2.3.2/19 a,b,c,e läßt sich diese Beziehung umformen in:

$$\underline{U}_S = \underline{L}_0 \underline{A}_T (1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2 + \underline{q}_1 \underline{q}_2 \underline{k}_1 \underline{k}_2) + \underline{L}_0 \underline{A}_T^* (1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1^* + \underline{q}_2 \underline{k}_2^* + \underline{q}_1 \underline{q}_2 \underline{k}_1^* \underline{k}_2^*) \quad 2.3.2/32$$

Faßt man die Klammerausdrücke weiter zusammen, folgt daraus:

$$\underline{U}_S = \underline{L}_0 \underline{A}_T (1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1) (1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2) + \underline{L}_0 \underline{A}_T^* (1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1^*) (1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2^*) \quad 2.3.2/33$$

Wählt man die Wichtungsfaktoren $\underline{q}_i$ zu

$$\underline{q}_i = - \frac{1}{\underline{k}_i^*} \quad , \quad 2.3.2/34$$

so wird der konjugiert komplexe Anteil in Gleichung 2.3.2/33 theoretisch vollständig unterdrückt. Der verbleibende Teil von Gleichung 2.3.2/33 läßt sich dann umformen in:

$$\underline{L}_{0A_T} = \frac{\underline{U}_S}{\left(1 - \frac{\underline{k}_1}{\underline{k}_1^*}\right) \left(1 - \frac{\underline{k}_2}{\underline{k}_2^*}\right)} \quad 2.3.2/35$$

Der Vorteil einer Auswertung nach Gleichung 2.3.2/31 besteht darin, daß selbst für Wichtungsfaktoren $\underline{q}_i$, die vom Idealwert nach Gleichung 2.3.2/34 abweichen, eine nennenswerte Unterdrückung des konjugiert komplexen Störterms in Gleichung 2.3.2/33 erfolgt. Die resultierende Störunterdrückung berechnet sich nach:

$$\underline{S}_{\text{eff}} = \frac{(1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1)(1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2)}{(1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1^*)(1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2^*)} \quad 2.3.2/36$$

Vergleicht man dieses Ergebnis mit Gleichung 2.3.2/30, so erkennt man, daß die Störunterdrückung in Gleichung 2.3.2/36 auch als das Produkt zweier Störunterdrückungsfaktoren $\underline{S}_1$ und $\underline{S}_2$ interpretiert werden kann mit:

$$\underline{S}_1 = \frac{1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1}{1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1^*} \quad ; \quad \underline{S}_2 = \frac{1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2}{1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2^*} \quad 2.3.2/37$$

Wählt man die aus der analytischen Lösung berechneten Phasenschieberkonstanten $\underline{k}_{im}$ zur Bestimmung der Wichtungsfaktoren gemäß Gleichung 2.3.2/34, so ergibt sich als Gesamtunterdrückung für das **zweistufige wichtende Verfahren näherungsweise** der quadratische Wert der Störunterdrückung der analytischen Lösung.

$$\underline{S}_{\text{eff}} = \underline{S}_1 \cdot \underline{S}_2 \approx \underline{S}_k^2 \quad 2.3.2/38$$

Nimmt man für die analytische Lösung eine Störunterdrückung von 20 dB an, so weist das zweistufige wichtende Verfahren bereits eine Unterdrückung von 40 dB auf, so daß für reale Meßsysteme in der Regel mit Hilfe dieses Verfahrens eine ausreichende Störunterdrückung gewährleistet werden kann.

Wird darüberhinaus eine höhere Störunterdrückung benötigt, so bietet sich die Anwendung eines n-stufigen anstelle des zweistufigen wichtenden Verfahrens an. Analog zu Gleichung 2.3.2/33 erhält man für die gewichtete Spannungssumme $\underline{U}_S$:

$$\underline{U}_S = \underline{L}_0 \underline{A}_T \prod_{i=1}^n (1 + \underline{q}_i \underline{k}_i) + \underline{L}_0^* \underline{A}_T^* \prod_{i=1}^n (1 + \underline{q}_i \underline{k}_i^*) \quad 2.3.2/39$$

Als effektive Störunterdrückung folgt daraus

$$\underline{S}_{\text{eff}} \approx \underline{S}_k^n, \quad 2.3.2/40$$

so daß theoretisch sehr große Störunterdrückungen erreicht werden können.

Die Erhöhung der Störunterdrückung findet in praktischen Anwendungen jedoch dann eine Grenze, wenn andere Faktoren, wie z.B. Rauschen, Verkopplungseffekte der Modulatoren oder einstreuende Signale einen gegenüber dem Störanteil in Gleichung 2.3.2/39 dominierenden Einfluß gewinnen. Zusätzlich ist zu bedenken, daß zumindest dann, wenn die Phasenschieber verlustbehaftet sind, eine vermehrte Anzahl von Phasenschiebern zur Erhöhung der Störunterdrückung auch eine Einschränkung des Meßdynamikbereichs bedingt. Gerade für Millimeterwellensysteme ist deshalb eine Beschränkung auf die zur Erreichung einer minimalen Störunterdrückung benötigten Phasenschieber sinnvoll.

Das beschriebene Netzwerkanalyseverfahren mit digitaler Phasenmodulation zeichnet sich aufgrund der Frequenzumsetzung des Meßsignals mit Hilfe eines Mischers, ähnlich wie das heterodyne Verfahren, durch einen hohen Meßdynamikbereich aus, vereint damit jedoch zugleich den Vorteil eines systemtechnisch einfachen Aufbaus. Während das heterodyne Verfahren eine aufwendige, über Phasenregelkreise erfolgende Aneinanderkopplung zweier wobbelbarer Hochfrequenzsender erfordert, benötigt das homodyne Netzwerkanalyseprinzip nur einen

Sender, was insbesondere bei Millimeterwellen zu nennenswerten Kostenvorteilen führen kann.

Die für das Einseitenbandversetzerprinzip benötigten hochgenauen und breitbandigen Komponenten sind bei dem Verfahren mit digitaler Phasenmodulation nicht notwendig. Es wird als einzige Information über die Phasenschieber nur das Vorzeichen der Phasenänderung benötigt und es muß gewährleistet sein, daß für keinen Frequenzpunkt im interessierenden Frequenzbereich die Bedingung $\arg(\underline{k}_i) \neq 180^\circ$ verletzt wird. Stellt die Einhaltung dieser Bedingung bei extrem breitbandigen Meßsystemen (z.B. 2 - 26 GHz) im Mikrowellenbereich die Entwicklung der Phasenschieber vor schwierige Probleme, so sollte im Millimeterwellenbereich aufgrund der Einteilung des Frequenzbereiches in Hohlleitungsbänder mit Bandbreiten, die weniger als eine Oktave umfassen, eine Konstruktion von Phasenschiebern einfacher möglich sein.

Die mit dem wichtenden Verfahren erreichbare Meßgenauigkeit sollte auch hohen Ansprüchen gerecht werden, wenn die aus der analytischen Lösung bestimmbaren Phasenschieberkonstanten $\underline{k}_i$ zur Festlegung der Wichtungsfaktoren $\underline{q}_i$ verwendet werden.

3. Systemdiskussion eines Millimeterwellennetzwerkanalysators mit digitaler Phasenmodulation

3.1 Das Grundkonzept

Das in Kapitel 2.3.2 beschriebene Netzwerkanalyseverfahren mit digitaler Phasenmodulation erscheint aufgrund des einfachen Systemaufbaus und der geringen Anforderungen an die Hochfrequenzkomponenten für ein Millimeterwellensystem als besonders gut geeignet. Da zur Realisierung eines solchen Systems im wesentlichen nur Komponenten benötigt werden, die als Grundbausteine jedes hochfrequenten Meßsystems betrachtet werden können (z.B. Koppler, Mischer, Phasenschieber), ist eine Anwendung dieses Verfahrens bis zu höchsten Frequenzen denkbar.

Ein sinnvolles Systemkonzept sollte zunächst einen Aufbau mit drei Phasenschiebern vorsehen, um die "Eigenkalibrierfähigkeit" eines solchen Systems, d.h. die Bestimmbarkeit der Phasenschieberkonstanten k_i anhand der analytischen Lösung nach Kapitel 2.3.2.1, ausnutzen zu können. Die Auswertung weiterer Messungen sollte dann nach dem wichtigen Verfahren (Kapitel 2.3.2.2) erfolgen, da mit den Werten k_i aus der analytischen Lösung hinreichend gute Werte zur Bestimmung der Wichtungsfaktoren q_i zur Verfügung stehen, um eine hohe Störunterdrückung nach Gleichung 2.3.2/40 und somit eine hohe Meßgenauigkeit gewährleisten zu können.

Die Grundschialtung eines Meßsystems zur Transmissionsmessung zeigt Bild 3.1-1.

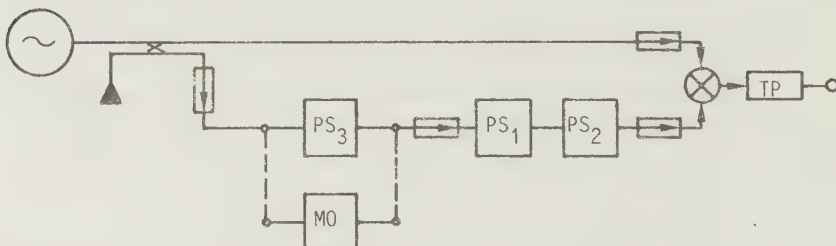


Bild 3.1-1: Netzwerkanalysator zur Transmissionsmessung

Zunächst sind drei Phasenschieber zur Ermittlung der Konstanten $\underline{k}_i$ anhand der analytischen Lösung in dem Aufbau vorgesehen. Wird die weitere Auswertung nach dem zweistufigen wichtenden Verfahren durchgeführt, so kann anstelle von Phasenschieber PS_3 das Meßobjekt in die Schaltung eingebaut werden. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß die Phasenschieberkonstanten $\underline{k}_1$, $\underline{k}_2$ dauerhaft abgespeichert werden können.

Die in dem System vorgesehenen Richtungsleitungen dienen zum einen zur Entkopplung der Systemkomponenten und sollen zum anderen günstige Meßtoreigenschaften entsprechend der Streuparameterdefinition schaffen.

3.2 Der Einfluß von Verkopplungen der Phasenschieber

Bei der Bestimmung der analytischen Lösung war eine essentielle Voraussetzung, daß sich die Phasenschieber bezüglich ihrer Übertragungseigenschaften nicht gegenseitig beeinflussen. Diese Bedingung ist in realen Systemen ohne zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen nicht erfüllbar, da aufgrund endlicher, schaltzustandsabhängiger Reflektionsfaktoren die Übertragungseigenschaften eines Phasenschiebers vom Zustand der benachbarten Phasenschieber beeinflußt wird. Z.B. berechnet sich für eine Schaltungskonfiguration nach Bild 3.2-1 mit den Streumatrizen $[\underline{R}]$, $[\underline{T}]$ der komplexe Übertragungsfaktor zu:



Bild 3.2-1: Zur Berechnung des resultierenden Übertragungsfaktors bei kaskadierten Komponenten

$$\underline{S}_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{\underline{R}_{21}\underline{T}_{21}}{1 - \underline{R}_{22}\underline{T}_{11}} \quad 3.2/1$$

Für Komponenten, die zwei Schaltzustände annehmen können, ergibt sich ein Übertragungsfaktor $\underline{S}_{21}^{<g>}$ gemäß:

$$S_{21}^{\langle \vec{g} \rangle} = \frac{R_{21}^{\langle g_1 \rangle} I_{21}^{\langle g_2 \rangle}}{1 - R_{22}^{\langle g_1 \rangle} I_{11}^{\langle g_2 \rangle}} \quad 3.2/2$$

Die Gesamtübertragungsfunktion nach Gleichung 3.2/2 kann auch interpretiert werden als Produkt zweier effektiver Einzelübertragungsfunktionen mit:

$$S_{21}^{\langle \vec{g} \rangle} = \tilde{R}_{21} \tilde{I}_{21} \quad 3.2/3$$

$$\tilde{R}_{21} = \frac{R_{21}^{\langle g_1 \rangle}}{1 - R_{22}^{\langle g_1 \rangle} I_{11}^{\langle g_2 \rangle}} ; \quad \tilde{I}_{21} = I_{21}^{\langle g_2 \rangle} \quad 3.2/4$$

Offensichtlich ist die effektive Übertragungsfunktion $\tilde{R}_{21}$ nach Gleichung 3.2/4 nicht mehr allein vom Zustand $\langle g_1 \rangle$ abhängig, wie es in den Berechnungen bislang vorausgesetzt wurde, sondern sie ist mit dem Zustand $\langle g_2 \rangle$ verkoppelt. Diese Verkopplungseffekte bewirken eine fehlerhafte Bestimmung der Phasenschieberkonstanten k_i , deren Auswirkungen auf die Meßgenauigkeit ausführlich in [34] analysiert werden. Anhand dieser Ergebnisse erscheint es sinnvoll, zusätzliche Maßnahmen zur Entkopplung der Phasenschieber zu treffen. Im Millimeterwellenbereich eignen sich dazu Richtungsleitungen, die durch Verwendung von magnetisierten Ferriten nichtreziproke Übertragungseigenschaften besitzen. Idealerweise sollten solche Richtungsleitungen ein eingespeistes Signal in der einen Richtung verlustfrei übertragen, während in der umgekehrten Richtung eine vollständige Unterdrückung des Signals erfolgt. Die Streumatrix einer idealen Richtungsleitung kann somit entsprechend Gleichung 3.2/5 angegeben werden.

$$[I] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad 3.2/5$$

Berücksichtigt man endliche Verluste und Fehlanpassungen, so ergibt sich allgemein:

$$[\underline{I}] = \begin{bmatrix} \underline{I}_{11} & 0 \\ \underline{I}_{21} & \underline{I}_{22} \end{bmatrix} \quad \text{mit } |\underline{I}_{21}| \approx 1 \quad 3.2/6$$

Eine Zusammenschaltung einer Richtungsleitung mit den Elementen aus Bild 3.2-1 zu einer Schaltung nach Bild 3.2-2 führt zu einem resultierenden Transmissionsfaktor $S_{21}^{<g>}$ gemäß Gleichung 3.2/7.



Bild 3.2-2: Entkopplung zweier Komponenten durch eine Richtungsleitung

$$S_{21}^{<g>} = \frac{R_{21}^{<g_1>} I_{21}}{(1 - R_{22}^{<g_1>} I_{11})} \frac{I_{21}^{<g_2>}}{(1 - I_{22} I_{11}^{<g_2>})} \quad 3.2/7$$

Für die effektiven Einzelübertragungsfunktionen gilt nun:

3.2/8

$$\tilde{R}_{21} = \frac{R_{21}^{<g_1>} I_{21}}{1 - R_{22}^{<g_1>} I_{11}} ; \quad \tilde{I}_{21} = \frac{I_{21}^{<g_2>}}{1 - I_{22} I_{11}^{<g_2>}}$$

Diese sind offensichtlich nur von jeweils einem Zustandsparameter $<g_i>$ abhängig, so daß durch die Richtungsleitung die Verkopplung aufgehoben wurde.

Auch wenn reale Richtungsleitungen keine unendlich hohe Unterdrückung des Signales in Rückwärtsrichtung erreichen, so ergeben sich im Millimeterwellenbereich von 26,5 - 40 GHz mit Isolationswerten von ca. 30 dB doch praktisch ausreichende Entkopplungen. Zu einer weiterführenden Diskussion der Auswirkung einer endlichen Isolation sei hier auf [34] verwiesen.

Das Transmissionsmeßsystem mit zusätzlichen Richtungsleitungen zur Entkopplung der Phasenschieber zeigt Bild 3.2-3.

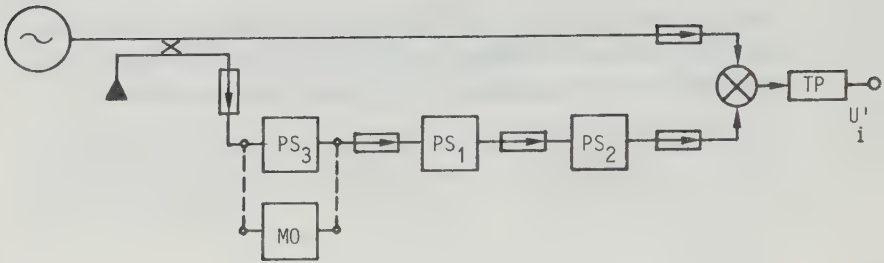


Bild 3.2-3: Netzwerkanalysator zur Transmissionsmessung mit erhöhter Phasenschieberentkopplung

3.3 Erhöhung der Meßempfindlichkeit durch eine niederfrequente Modulation

Ausgehend von Gleichung 2.3.2/7 ergeben sich für ein System nach Bild 3.2-3 als Ausgangssignale Gleichspannungen, deren Amplituden von der Dämpfung und Phase des Meßsignalpfades abhängen. Für ein dreistufiges System mit 90° Phasenschiebern zeigt Bild 3.3-1 den typischen Verlauf der Ausgangsspannung in Abhängigkeit von den acht möglichen Schaltzuständen.

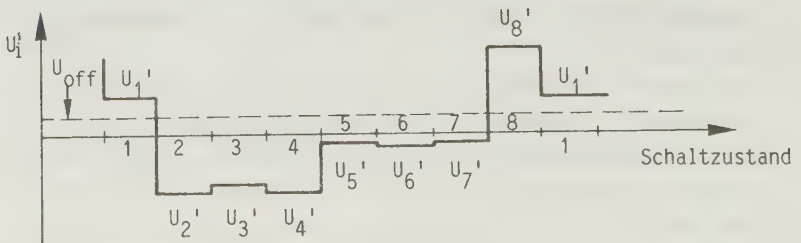


Bild 3.3-1: Typischer Verlauf der Ausgangsspannung für ein dreistufiges System mit (realen) 90° Phasenschiebern

Da reale Mischer aufgrund nicht idealer Symmetrieeigenschaften immer eine endliche, nur vom Pegel des LO-Signals abhängende sogenannte Offset-Spannung am ZF-Ausgang erzeugen, setzen sich die Ausgangssignale U'_i aus der Summe der schaltzustandsabhängigen Spannungen $U_{<g>}$ und der Mischeroffsetspannung U_{off} zusammen.

$$U_i' = U_{\langle G \rangle} + U_{\text{off}} \quad 3.3/1$$

Die Mischeroffsetspannung kann durch eine einmalige Messung bestimmt werden, wenn man die Meßstrecke mit zwei reflektionsfreien Abschlüssen beschaltet. Die Offset-Spannung läßt sich aus den Spannungen U_i' durch Subtraktion eliminieren, so daß die so korrigierten Werte nach den in Kapitel 2.3.2 beschriebenen Verfahren ausgewertet werden können.

Die Auswertung von Gleichspannungssignalen erweist sich in der Praxis durch das Auftreten von Temperaturdriften, $1/f$ Rauschen und Kontaktspannungen als störanfällig. Bedenkt man, daß bei einem maximalen Mischerausgangssignal von typisch 100 mV ein Meßdynamikbereich von ca. 100 dB erreicht werden soll, was wiederum einem minimalen zu messenden Signal von $1 \mu\text{V}$ entspricht, so wird die begrenzte Eignung einer Signalauswertung von Gleichspannungen deutlich.

Zur Vermeidung der störenden Effekte wäre eine Verarbeitung von Wechselspannungssignalen sinnvoll. Niederfrequente Mischerausgangsspannungen lassen sich in der Hochfrequenztechnik relativ einfach durch verschiedene Modulationsverfahren erzeugen. Als Beispiel sei die Auswirkung einer seitenbandsymmetrischen Modulation des Meßsignals auf das Mischerausgangssignal betrachtet, wie sie bei der Verwendung breitbandiger Modulatoren in der Regel erfolgt. (Für eine weitergehende Diskussion seitenbandunsymmetrischer Modulationen sei auf [34] verwiesen.)

Nimmt man, wie in Bild 3.3-2 skizziert, eine Modulation des Meßsignals A_M mit der Zeitfunktion $m(t)$ an, so folgt:

$$A_{\text{mod}} = A_m [\cos(\Omega t + \Phi_M)] \cdot m(t) \quad 3.3/2$$

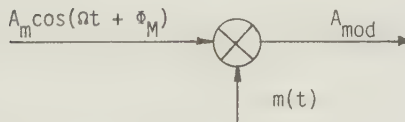


Bild 3.3-2: Erzeugung eines modulierten Signals A_{mod}

Wird dieses modulierte Signal gemäß Bild 3.3-3 mit dem Lokalszillator-

signal gemischt, erhält man:

$$U = \underline{A}_{\text{mod}} \frac{A_{L0}}{|A_{L0}|} = A_m \cdot m(t) \cdot \cos(\omega t + \phi_M) \cdot \cos(\omega t)$$

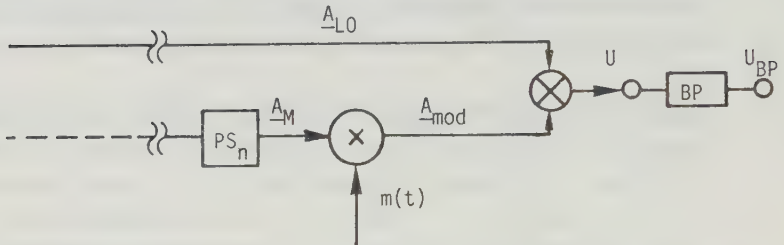


Bild 3.3-3: Erzeugung eines niederfrequenten Ausgangssignals durch eine Modulation des Meßsignals

Diese Beziehung kann weiter umgewandelt werden in

$$U = A_m \cdot \tilde{L} \cdot m(t) \cdot (\cos(\phi_M) + \cos(2\omega t + \phi_M))$$

oder

$$U = \tilde{L} \cdot A_m \cdot \cos(\phi_M) \cdot m(t) + \tilde{L} \cdot A_m \cdot \cos(2\omega t + \phi_M) \cdot m(t) \quad 3.3/3$$

(Zur Vereinfachung wurde hier $\phi_{L0} = 0$ angenommen, was jedoch keine Einschränkung bedeutet.)

Ist die Modulationsfunktion $m(t)$ zeitlich periodisch, z.B.

$m(t) = \cos(\omega t)$, so kann man durch Filterung mit einem Tief- oder Bandpaß das niederfrequente Signal extrahieren und man erhält:

$$U_{BP} = \tilde{L} \cdot A_m \cdot \cos(\phi_M) \cdot \cos(\omega t) \quad 3.3/4$$

Bei einem Vergleich von Gleichung 2.3.2/7 mit Gleichung 3.3/4 kann man feststellen, daß das Gleichspannungssignal in eine Wechselspannung umgeformt wurde, deren Amplitude in gleicher Weise die Information über das hochfrequente Meßsignal enthält. Gleichzeitig wird mit dieser Technik erreicht, daß die Mischeroffsetspannung nicht mehr in der Auswertung berücksichtigt werden muß und daß durch geeignete Wahl der Modulationsfrequenz die Auswertung in einem Bereich geringen $1/f$ Rauschens durchgeführt werden kann. Gleichzeitig können durch

schmalbandige Bandpaßfilter störende Rauscheinflüsse reduziert werden. Das bandpaßgefilterte Ausgangssignal bei einem modulierten System zeigt in Abhängigkeit von den Phasenschieberschaltzuständen Bild 3.3-4.

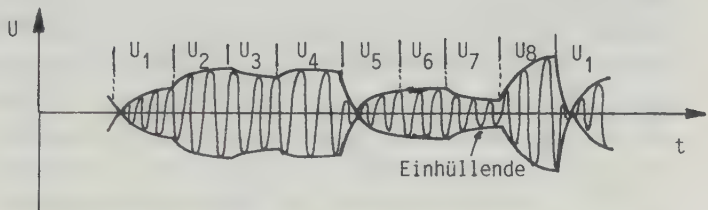


Bild 3.3-4: Verlauf des Ausgangssignals eines modulierten dreistufigen Meßsystems

3.4 Reduzierung kohärenter Störsignale durch eine Doppelmodulations-technik

3.4.1 Ursachen für kohärente Störsignale

Ausgehend von einem Systemkonzept nach Bild 3.4.1-1 entstehen Störungen in einem realen System unter anderem dadurch, daß sich dem idealen Mischerausgangssignal Teile des niederfrequenten Modulationssignals über zumeist unkontrollierbare Ausbreitungswege überlagern oder daß sich hochfrequente Übersprecher vektoriell zum Meßsignal addieren.

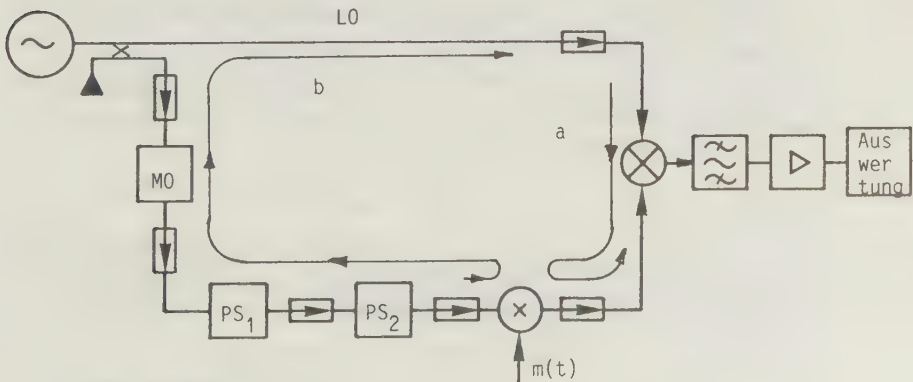


Bild 3.4.1-1: Kohärente Störsignale in einem realen Meßsystem

So können z.B. bei ungenügenden Abschirmungsmaßnahmen Teile des Modulationssignals in die elektronischen Komponenten zur Signalaufbereitung, z.B. Filter, Verstärker usw., einstreuen. Weitere Ursachen für niederfrequente Übersprecher sind schlechte Masseverbindungen, die insbesondere bei relativ komplexen Systemen zu vielfältigen Problemen führen können.

Ursachen für kohärente hochfrequente Übersprecher liegen zumeist in der Ausbreitung unvermeidbarer reflektierter Signale. Für die in Bild 3.4.1-1 gezeigte Anordnung führt z.B. ein über den Mischer in den Meßzweig koppelnder Anteil des LO-Signals, der am Modulator reflektiert wird, zu einem kohärenten Übersprecher (Signalweg a). Da dieses Störsignal nicht der Abschwächung durch das Meßobjekt unterliegt, stellt es eine untere Grenze für die Meßdynamik dar. Ein weiteres übersprechendes Signal (b) kann dadurch entstehen, daß ein Teil des Meßsignals am fehlangepaßten Modulator reflektiert wird, die Meßstrecke rückwärts durchläuft, in den LO-Zweig gelangt und aufgrund der endlichen Balancierung des Mixers in den ZF-Bereich umgesetzt wird.

Die Größe der Störpegel hängt von der Positionierung des Modulators im Meßsystem ab, so daß sicherlich eine optimale Anordnung, bei der beide Signale in etwa gleich groß sind, gefunden werden kann. Zusätzlich ließen sich die HF-Übersprecher durch weitere Richtungsleitungen reduzieren, was jedoch den Systemaufwand unerwünscht erhöht. Letztlich würden auch die dadurch nicht beeinflussbaren niederfrequenten Übersprecher eine untere Grenze für die erreichbare Verbesserung setzen.

Die Auswirkung der Störsignale auf die Meßgenauigkeit soll im folgenden für ein zweistufiges wichtiges Verfahren analysiert werden. Bei der Bestimmung der Meßobjekteigenschaften ergibt sich die gewichtete Spannungssumme $\underline{U}_{SM}$ (der Index M kennzeichnet die Messung mit Meßobjekt) zu:

$$\underline{U}_{SM} = \underline{U}_{1M} + \underline{q}_1 \underline{U}_{2M} + \underline{q}_2 \underline{U}_{3M} + \underline{q}_1 \underline{q}_2 \underline{U}_{5M} \quad 3.4.1/1$$

Wie mit Gleichung 2.3.2/35 gezeigt werden kann, hängt diese Spannungssumme mit der Übertragungsfunktion des Meßobjektes $\underline{H}$ entsprechend Gleichung 3.4.1/2 zusammen.

$$\underline{U}_{SM} = \underline{L}_0 \cdot \underline{H} \cdot \underline{A}_T (1 + \underline{q}_1 \underline{k}_1) (1 + \underline{q}_2 \underline{k}_2) \quad 3.4.1/2$$

$$\text{mit } \underline{q}_i = - \frac{1}{\underline{k}_i} *$$

Berücksichtigt man nur die kohärenten Übersprecher, die unabhängig von den Zuständen der schaltbaren Phasenschieber als konstant angenommen werden sollen, so ergibt sich mit einer Störspannung $\underline{U}_{STÖR}$:

$$\underline{U}_{SM,STÖR} = \underline{U}_{SM} + \underline{U}_{STÖR} (1 + \underline{q}_1 + \underline{q}_2 + \underline{q}_1 \underline{q}_2) \quad 3.4.1/3$$

bzw.

$$\underline{U}_{SM,STÖR} = \underline{U}_{SM} \left(1 + \frac{\underline{U}_{STÖR}}{\underline{U}_{SM}} (1 + \underline{q}_1 + \underline{q}_2 + \underline{q}_1 \underline{q}_2) \right) \quad 3.4.1/4$$

Die Störkomponente in Gleichung 3.4.1/4 läßt sich, analog zu Gleichung 2.3.1/3, auch mit einer endlichen Störunterdrückung beschreiben,

$$\underline{S} = \frac{\underline{U}_{SM}}{\underline{U}_{STÖR} (1 + \underline{q}_1 + \underline{q}_2 + \underline{q}_1 \underline{q}_2)} \quad 3.4.1/5$$

woraus folgt:

$$\underline{U}_{SM,STÖR} = \underline{U}_{SM} (1 + \underline{S}^{-1}) \quad 3.4.1/6$$

Nimmt man für die Phasenschieberkonstanten $\underline{k}_i$ die in der Praxis anzustrebenden Werte $\underline{k}_i = \pm j$ an, so ergibt sich mit Gleichung 3.4.1/2 auch:

$$\underline{S} = \pm j \frac{2 \underline{L}_0 \underline{H} \underline{A}_T}{\underline{U}_{STÖR}} \quad 3.4.1/7$$

Meßtechnisch ist die quantitative Bestimmung des Betrages von $\underline{S}$ einfach möglich. Stellt man mit Hilfe eines variablen Phasenschiebers die Phase des Meßzweiges so ein, daß $\underline{U}_{1M}$ maximal wird, so gilt:

$$\underline{U}_{1M} = 2 |\underline{L}_0 \underline{H} \underline{A}_T| \quad 3.4.1/8$$

Eine Unterbrechung des Meßzweiges durch Abschluß der Meßtore liefert als Meßergebnis $\underline{U}_{STÖR}$. Die in Gleichung 3.4.1/5 definierte Störunterdrückung wirkt sich auf die Meßgenauigkeit in gleicher Weise aus, wie eine endliche Unterdrückung des Spiegelseitenbandes des in Kapitel 2.3.1 beschriebenen Einseitenbandversetzerverfahrens. Somit kann eine

quantitative Fehlerbetrachtung für verschiedene Werte von $|\underline{S}|$ anhand von Tabelle I vorgenommen werden.

3.4.2 Die Doppelmodulationstechnik

Zur wirksamen Unterdrückung sowohl der nieder- als auch der hochfrequenten kohärenten Störsignale eignet sich ein Modulationsverfahren, das zur Modulatoransteuerung zwei in der Frequenz verschiedene Signale verwendet und zu einer effektiven Modulationsfrequenz führt, die sich wiederum von den Frequenzen der Ansteuersignale unterscheidet. Dieses Modulationsverfahren soll im folgenden als "Doppelmodulation" bezeichnet werden.

Eine mögliche Anwendung dieses Verfahrens zur Amplitudenmodulation [36] zeigt Bild 3.4.2-1.

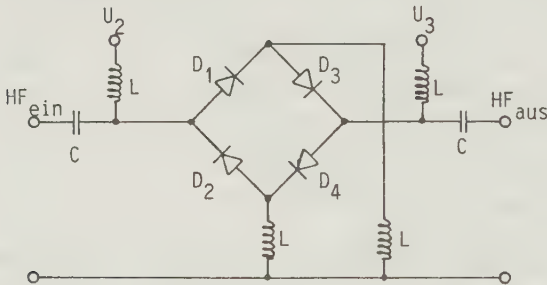


Bild 3.4.2-1: Anwendung der Doppelmodulation bei einem Amplitudenmodulator

Zwei jeweils antiparallele Diodenpaare (D_1 - D_2 ; D_3 - D_4) werden von den NF-Signalen U_2 und U_3 angesteuert. Setzt man von diesen einen zeitlichen Verlauf entsprechend Bild 3.4.2-2 voraus, so ergibt sich eine resultierende Modulation mit dem Zeitverlauf von U_1 . Die Erzeugung von U_1 aus U_2, U_3 kann dabei auch als eine Exklusiv-Oder-Verknüpfung aufgefaßt werden.

Neben dem Vorteil, daß sich die effektive Modulationsfrequenz f_1 überhaupt frequenzmäßig von den Ansteuersignalen unterscheidet, erweist sich eine Wahl der Ansteuerfrequenzen entsprechend Bild 3.4.2-2 zusätzlich dadurch als positiv, daß f_1 unterhalb der Ansteuerfrequenzen

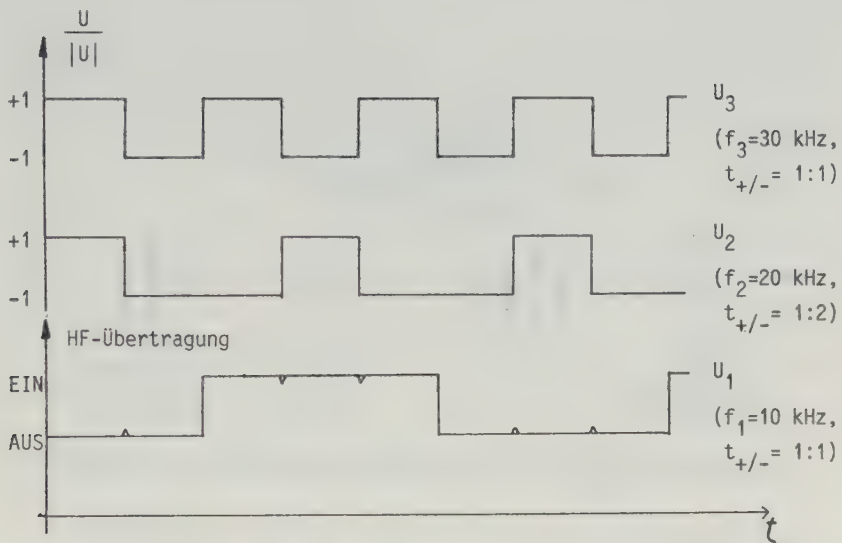


Bild 3.4.2-2: Zeitdiagramm der Ansteuersignale (U_2, U_3) und der resultierenden Modulation (U_1) bei Anwendung der Doppelmodulation

f_2, f_3 liegt. Eventuell ins Ausgangssignal des Mischers oder der nachfolgenden Komponenten eingekoppelte Teile der Ansteuersignale, die in der Regel stark oberwellenhaltig sind, können einfach ausgefiltert werden. Die Ansteuersignale können somit bei Anwendung dieser Technik nicht zu Übersprechern führen.

Zur Reduzierung hochfrequenter Übersprecher mit Hilfe des Doppelmodulationsverfahrens erweist sich der Einsatz eines Amplitudenmodulators nicht als sinnvoll, da dieser, als Ein/Aus-Schalter betrieben, die in Bild 3.4.2-3 dargestellten reflektierten Signale erzeugt, die in der gleichen Größenordnung wie die transmittierten liegen.

Während die Seitenbänder des transmittierten Signals die erwünschten informationstragenden Signale darstellen, bilden die aufmodulierten reflektierten Seitenbänder eine potentielle Quelle für hochfrequente Übersprecher.

Modulatoren, deren Reflektionsfaktoren näherungsweise unabhängig vom jeweiligen Schaltzustand sind, erzeugen wesentlich kleinere aufmodulier-

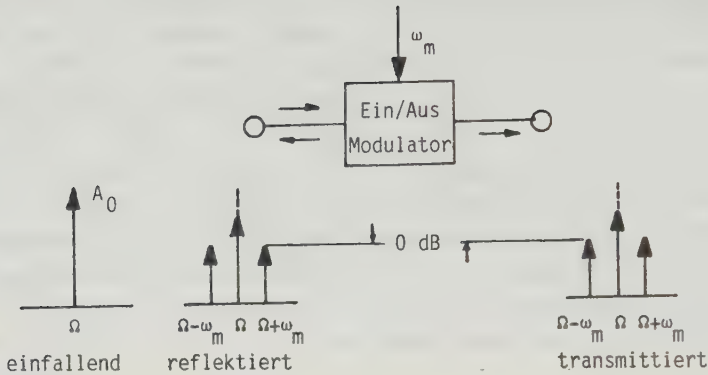


Bild 3.4.2-3: Spektrum der von einem Ein/Aus-Modulator erzeugten Signale

te Seitenbänder des reflektierten Signals und sind für eine Reduzierung von Übersprechern somit vorteilhaft.

Zu dieser Art von Modulatoren gehören die doppelt balancierten Mischer, die als Polaritätsmodulator betrieben werden können (Bild 3.4.2-4).

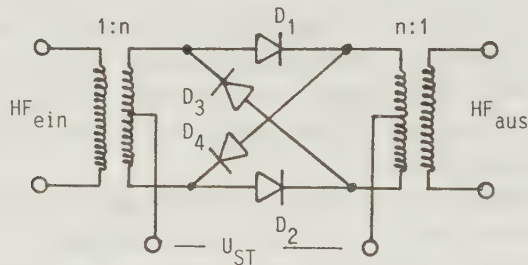


Bild 3.4.2-4: Prinzipschaltbild eines Polaritätsmodulators

Bei einer Ansteuerung der Dioden mit einem Wechselspannungssignal U_{ST} wird die Phase des Hochfrequenzsignals im Takte des Vorzeichenwechsels von U_{ST} zwischen 0° und 180° umgeschaltet.

Im Unterschied zum Amplitudenmodulator liegen die reflektierten Seitenbänder aufgrund der hohen Schaltungssymmetrie bei realen Komponenten typisch um den Faktor $r_m \approx 25$ dB [37] unter den transmittierten Signalen (Bild 3.4.2-5), so daß man hier auch von einem "unidirektionalen" Modulator sprechen kann.

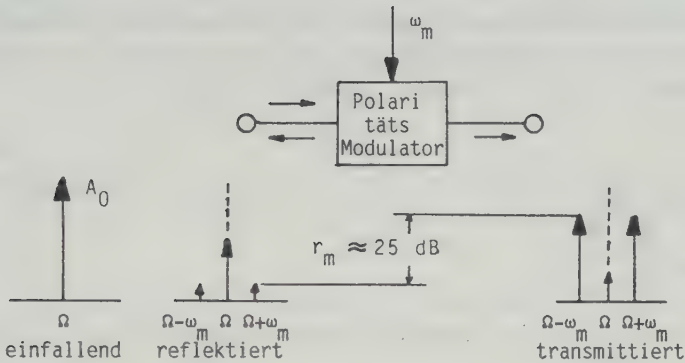


Bild 3.4.2-5: Spektren der Signale an einem Polaritätsmodulator

Zur Anwendung der Doppelmodulation bietet sich die Hintereinanderschaltung zweier Polaritätsmodulatoren an (Bild 3.4.2-6).



Bild 3.4.2-6: Anwendung der Doppelmodulation bei Polaritätsmodulatoren

Bei einer Ansteuerung beider Modulatoren mit den Signalen U_2, U_3 nach Bild 3.4.2-2 erfolgt eine resultierende Phasenmodulation mit der Frequenz f_1 , wobei die Phase periodisch zwischen 0° bzw. 360° (entspricht dem Zustand AUS) und 180° (entspricht dem Zustand EIN) geschaltet wird.

Die Polaritätsmodulatoren müssen nicht notwendigerweise direkt hintereinander geschaltet werden. Man kann sie in einem System so positionieren, daß ein am ersten Modulator reflektiertes Signal einen Weg maximaler Dämpfung durchlaufen muß, bevor es am zweiten Modulator nochmals reflektiert wird und hochfrequentes Übersprechen verursacht. Berücksichtigt man gleichzeitig, daß reale Polaritätsmodulatoren typische Transmissionsdämpfungen im Millimeterwellenbereich von 5-10 dB (statischer Zustand) aufweisen, so lassen sich die

Modulatoren auch anstelle von oder in Ergänzung zu Richtungsleitungen als entkoppelnde Elemente zwischen den Phasenschiebern verwenden. Die Schaltung eines solchermaßen optimierten Systems zeigt Bild 3.4.2-7.

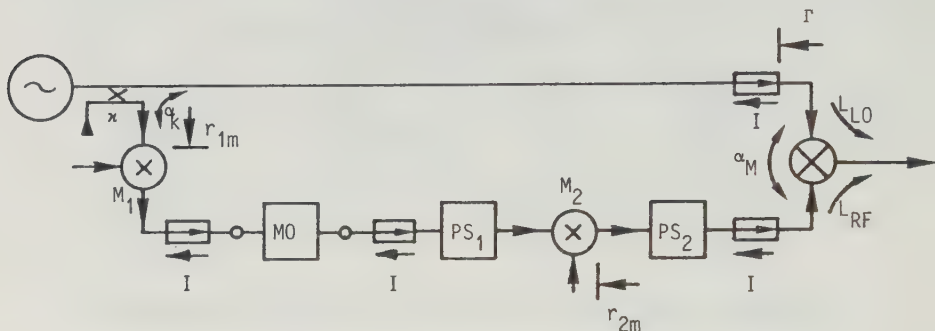


Bild 3.4.2-7: Schaltung des Netzwerkanalysators mit optimal positionierten Modulatoren

Für typische Werte der in Bild 3.4.2-7 eingezeichneten Übertragungsgrößen von

$$\begin{aligned} \alpha &= -6 \text{ dB} \\ \alpha_k &= -25 \text{ dB} \\ \alpha_M &= -25 \text{ dB} \\ L_{LO} &= -25 \text{ dB} \\ L_{RF} &= -7 \text{ dB} \\ I &= -30 \text{ dB} \\ \Gamma &= -20 \text{ dB} \\ r_{im} &= -25 \text{ dB} ; i=1,2 \end{aligned}$$

ergibt sich eine minimale Unterdrückung des Übersprechers bezogen auf das maximale Meßsignal bei Anwendung der Doppelmodulation von

$$S_{DM} = \frac{1}{r_{1m} \alpha_k \alpha_M I r_{2m}} \approx 130 \text{ dB}, \quad 3.4.2/1$$

die für eine angestrebte Meßdynamik von 100 dB ausreichend ist. Demgegenüber ergäbe sich beim Betrieb nur eines einzelnen Modulators M_1 oder M_2 - der nicht benötigte Modulator ist für den jeweiligen

Fall aus der Schaltung entfernt zu denken - eine Unterdrückung von lediglich

$$S_{M1} = \frac{L_{RF}}{r_{1m} \alpha_k L_{LO}} \approx 68 \text{ dB} \quad 3.4.2/2$$

bzw.

$$S_{M2} = \frac{\kappa}{(1 - \kappa) \alpha_M I r_{2m}} \approx 74 \text{ dB} \quad 3.4.2/3$$

Das in Bild 3.4.2-7 dargestellte Meßsystem vereint eine hohe Störunterdrückung kohärenter Übersprecher mit einem angemessenen Schaltungsaufwand.

Aufgrund der relativ geringen Anforderungen an die Phasenschiebereigenschaften verbunden mit der theoretisch erreichbaren hohen Meßgenauigkeit scheint dieses Konzept als Modell für ein Meßsystem im Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz in besonderem Maße geeignet zu sein.

4. Entwicklung breitbandiger Komponenten für den Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz

4.1 Technologische und meßtechnische Randbedingungen

Eine ökonomische Entwicklung der Millimeterwellenkomponenten erforderte eine Auswahl der Schaltungskonzepte in Abstimmung mit der vorhandenen Meßtechnik. Als Meßgeräte standen neben einer Anzahl grundlegender Komponenten in Hohlleitungstechnik (z.B. Phasenschieber, Kopppler, Dämpfungsglieder, Detektoren), mit denen eine Brückenschaltung zur frequenzdiskreten Bestimmung von Betrag und Phase einer Meßgröße möglich ist, auch ein wobbelbarer skalarer Netzwerkanalysator zur Verfügung. Als Millimeterwellengeneratoren dienten ein wobbelbarer Rückwärtswellenoszillator und ein YIG-abstimmbarer Gunnoszillator, deren Frequenzreproduzierbarkeit nur mittleren Anforderungen genügen.

Zur Herstellung planarer Schaltungen kann ein photolithographischer Prozeß verwendet werden, der als Maskenvorlage eine Rubilith-Folie benötigt, auf die die Leitungsstrukturen im Maßstab 10:1 vergrößert manuell aufgebracht werden. Die manuelle Herstellung dieser Vorlage bedingt, daß insbesondere bei krummlinigen Berandungen keine extremen Toleranzanforderungen gestellt werden dürfen.

Der Einbau konzentrierter Bauelemente in planare Schaltungsstrukturen ist bei keramischen Substraten durch das sogenannte Thermo-Kompressions-Bonden möglich, während bei Teflonsubstraten das Ultraschallbonden bevorzugt wird. Da ein Ultraschallbonder jedoch nicht zur Verfügung stand, wurde als Alternative ein Klebverfahren für Teflonsubstrate unter Verwendung leitfähiger Zweikomponentenkleber zur Befestigung von Bauelementen benutzt.

Aufgrund der beschriebenen technischen Voraussetzungen erschien es zweckmäßig, nur solche Entwicklungskonzepte zu verfolgen, die folgenden Voraussetzungen erfüllen:

- einfacher Aufbau
- geringe Komplexität
- Akzeptanz gewisser Herstellungstoleranzen

4.2 Leitungsstrukturen für Millimeterwellen

Vor einer Entwicklung der Hochfrequenzkomponenten ist zunächst eine Auswahl der für den zugrundegelegten Frequenzbereich geeigneten Leitungsstrukturen erforderlich.

Seit den Anfängen der Mikrowellentechnik wird die Rechteckhohlleitung als Führungsstruktur für Wellen verwendet. Die relativ einfache mathematische Beschreibung ihrer elektrischen Eigenschaften, der einfache Aufbau und die geringen Leitungsverluste führten zu Anwendungen bis 100 GHz und darüberhinaus. Da eine Hohlleitung einerseits Hochpaßeigenschaften aufweist, andererseits bei höheren Frequenzen unerwünschte höhere Moden ausbreitungsfähig werden, wurde der nutzbare Frequenzbereich der Hohlleitungen in Hohlleitungsbänder aufgeteilt, in denen eindeutige Ausbreitungseigenschaften gewährleistet sind.

Eines dieser Hohlleitungsbänder umfaßt den Frequenzbereich 26,5-40 GHz, die Hohlleitungsabmessungen für diesen Bereich zeigt Bild 4.2-1.

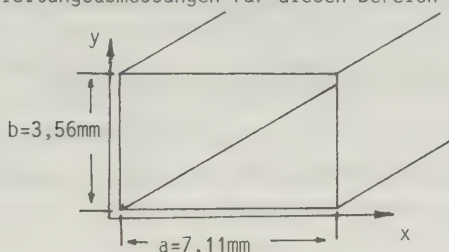


Bild 4.2-1: Abmessungen einer Hohlleitung für den Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz

Die Verteilung des elektrischen Feldes für die H_{10} -Grundwelle zeigt Bild 4.2-2.

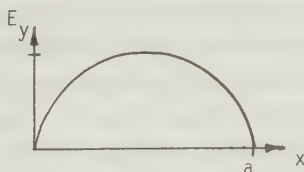


Bild 4.2-2: Verlauf des elektrischen Feldes einer H_{10} -Welle in einer Hohlleitung

Trotz der zahlreichen in Hohlleitungstechnik herstellbaren Komponenten wurde die Entwicklung von Leitungsstrukturen forciert, die planare

Schaltungen ermöglichen. Planare Schaltungen bieten den Vorteil, kostengünstig und in hohem Maße reproduzierbar herstellbar zu sein, und sie ermöglichen die Integration von Bauelementen in komplexen Schaltungen.

Eine in der Mikrowellentechnik weit verbreitete Leitungsstruktur ist die Mikrostreifenleitung. Wegen der inhomogenen Materialstruktur dieser Leitung sind bislang nur näherungsweise Berechnungen der Leitungseigenschaften möglich, die dazu von einer quasi TEM-Struktur ausgehen. Die Eigenschaften der Mikrostreifenleitung werden im wesentlichen von der Streifenbreite w , der Metallisierungsdicke t , der Substrathöhe h , der relativen Dielektrizitätszahl ϵ_r und der Frequenz f bestimmt (Bild 4.2-3).

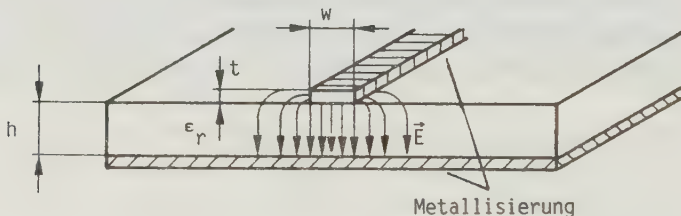


Bild 4.2-3: Struktur einer Mikrostreifenleitung und Verlauf des elektrischen Feldes $\vec{E}$

Umfangreiche Berechnungsgrundlagen für die Mikrostreifenleitung, die Gültigkeit bis in den Millimeterwellenbereich haben, sind in [38,39, 40,41] angegeben.

Als Substratmaterialien werden häufig zweiseitig kupferbeschichtetes, glasfaserverstärktes Teflon und keramische Werkstoffe verwendet. Im Millimeterwellenbereich finden dabei Teflonsubstrate mit einem kleinen Dielektrizitätsfaktor ($\epsilon_r \approx 2$) den Vorzug vor Keramiksubstraten ($\epsilon_r \approx 10$), da große Dielektrizitätszahlen eine starke Verkleinerung der Leitungswellenlänge λ_g bewirken, wodurch viele Strukturen unpraktisch klein würden.

Eine in jüngster Zeit in den Vordergrund tretende Leitungsform ist die sogenannte Fin- oder Flossenleitung (Bild 4.2-4), die als eine Weiterentwicklung der Steghohlleitung betrachtet werden kann.

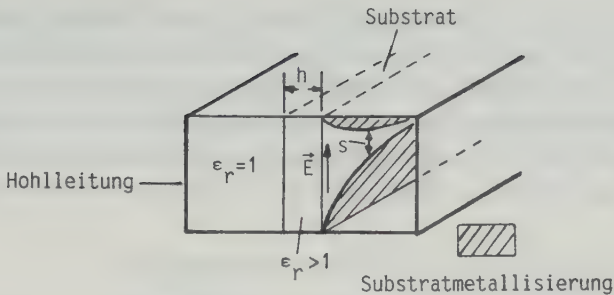


Bild 4.2-4: Die Struktur einer Finleitung

Die Finleitung besteht aus einem bereichsweise metallisierten Substrat, das in die Mitte einer Hohlleitung in die $\vec{E}$ -Feld Ebene eingesetzt wird. Das elektrische Feld einer hochfrequenten Welle wird überwiegend im Schlitz der Finleitung geführt. Neben der Dielektrizitätszahl ϵ_r und der Substratdicke h ist die Schlitzbreite s ein wesentlicher Leitungsparameter.

Im Vergleich zur Mikrostreifenleitung weist die Finleitung geringere Leitungsverluste auf und es existieren keine Strahlungsverluste. Ein Übergang von der Rechteckhohlleitung auf die Finleitung ist leicht realisierbar, wenn, wie in Bild 4.2-4 dargestellt, die Schlitzweite s allmählich auf die Hohlleitungsabmessung vergrößert wird.

Obwohl umfangreiche Berechnungen der Finleitung durchgeführt wurden [42,43,44], existieren bislang keine einfachen Beziehungen, die für eine Schaltungsentwicklung ohne großen numerischen Rechenaufwand geeignet wären. Ein weiterer Nachteil der Finleitung ist die oftmals schwierige Versorgung elektronischer Bauelemente (Dioden, Transistoren) mit Steuersignalen. Diese können in der Regel nur über von der Finleitung isolierte metallisierte Bereiche erfolgen, die zu Veränderungen der Hochfrequenzeigenschaften führen (Bild 4.2-5).

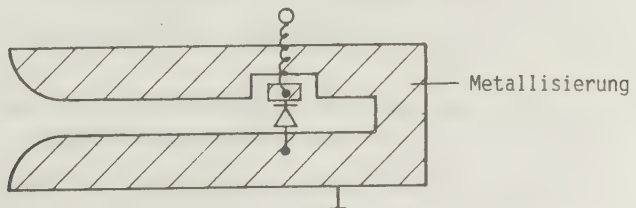


Bild 4.2-5: Zur Problematik der Ansteuerung von Bauelementen bei der Finleitung

Eine Aussage über die günstigste Leitungsstruktur für eine spezielle Schaltung muß somit jeweils anhand der konkreten Schaltung erfolgen. Wie eine Übersicht von verschiedenen in planarer Technik realisierten Millimeterwellenkomponenten in [45,46] zeigt, werden sowohl die Mikrostreifenleitung als auch die Finleitung bis zu Frequenzen von über 100 GHz eingesetzt.

4.3 Die Realisierung von schaltbaren Phasenschiebern

4.3.1 Allgemeines

Die schaltbaren Phasenschieber sollten folgende Eigenschaften aufweisen:

- breitbandige Phasenverschiebung von möglichst 90°
- geringe Einfügedämpfung
- geringe Dämpfungsänderung beim Umschalten
- gute Reproduzierbarkeit
- kurze Schaltzeiten im μs -Bereich
- kompakter Aufbau

Nimmt man die Gruppe der mechanisch einstellbaren Phasenschieber aus der weiteren Betrachtung heraus, so kann man die in der Literatur angegebenen Phasenschieberkonzepte [z.B. 47,48] in zwei Bereiche unterteilen.

Die eine Klasse von Phasenschiebern ist durch die Verwendung magnetisierbarer Werkstoffe, die von äußeren Magnetfeldern beeinflussbar sind, charakterisierbar, während die andere Klasse Halbleiter, z.B. PIN-Dioden, als steuerbare Elemente verwendet.

Neueste Fortschritte in der Halbleitertechnologie ermöglichen zwar auch die Herstellung von Phasenschiebern in monolithisch integrierter Technik [49], jedoch sind bislang noch keine kommerziellen Schaltungen für den Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz erhältlich, so daß diese Variante im Rahmen dieser Arbeit nicht weiter verfolgt werden kann.

Aus der Gruppe der magnetischen und elektronischen Phasenschieberkonzepte scheinen unter Berücksichtigung der vorhandenen meßtechnischen Ausstattung und wegen der relativ einfachen Struktur zwei Varianten besonders beachtenswert zu sein, die nachfolgend diskutiert werden.

4.3.2 Der Reggia-Spencer Phasenschieber

Der nach den gleichnamigen Erfindern benannte Reggia-Spencer Phasenschieber besteht aus einem Ferritstab, der im Zentrum einer Rechteckhohlleitung angeordnet ist und von einem bezüglich der Stabachse longitudinalen Magnetfeld $\vec{H}_0$ durchsetzt wird [50] (Bild 4.3.2-1).

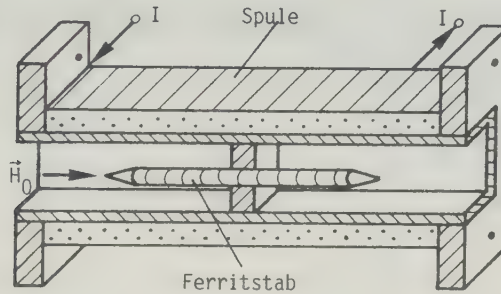


Bild 4.3.2-1: Aufbau eines Reggia-Spencer Phasenschiebers

In der Hohlleitung ist die H_{10} -Mode ausbreitungsfähig. Eine durch die Hohlleitung laufende hochfrequente Welle erfährt eine vom statischen Magnetfeld $\vec{H}_0$ abhängige Phasendrehung. Da das Magnetfeld vom Spulenstrom I abhängt, kann die Phasendrehung recht genau auf 90° eingestellt werden. Den typischen Verlauf der Phase als Funktion des Magnetfeldes $\vec{H}_0$ für eine ausgewählte Frequenz zeigt Bild 4.3.2-2.

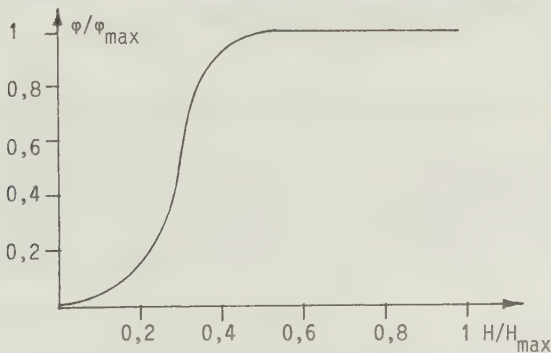


Bild 4.3.2-2: Abhängigkeit der Phasendrehung eines Reggia-Spencer Phasenschiebers vom Magnetfeld

Zur Untersuchung der erreichbaren Bandbreite wurde ein Phasenschieber mit einem Ferritstab von 1,5 mm Durchmesser und 52 mm Länge, der in ein Stück Standardhohlleitung eingefügt wurde, aufgebaut. Auf den Hohlleitungskörper wurden 400 Windungen Kupferdraht von 0,5 mm Durchmesser aufgebracht. Bild 4.3.2-3 zeigt den stromabhängigen Phasenverlauf für drei verschiedene Frequenzen.

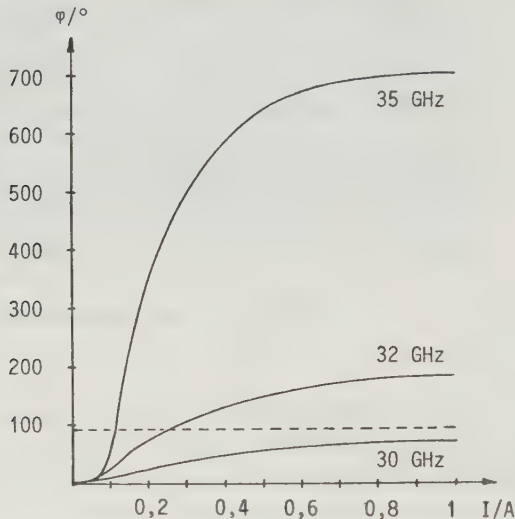


Bild 4.3.2-3: Zur Frequenzabhängigkeit der Phasenverschiebung eines Reggia-Spencer Phasenschiebers

Die mit dem Strom einstellbare Phasenverschiebung zeigt eine ausgeprägte Frequenzabhängigkeit. Während für Frequenzen oberhalb von ca. 31 GHz die gewünschte Phase von 90° schon durch relativ kleine Ströme eingestellt werden kann, ist unterhalb von 30 GHz eine Phasenverschiebung von 90° selbst bei maximalem Strom nicht mehr zu erreichen.

Neben der starken Frequenz- und Magnetfeldabhängigkeit der Phase schränkt auch eine vom eingestellten Magnetfeld abhängige starke Dämpfungszunahme oberhalb von 35 GHz, die in der Literatur [47] mit dem Auftreten von Faraday-Rotation begründet wird, die breit-

bandige Verwendung der Reggia-Spencer Phasenschieber ein (Bild 4.3.2-4). Mit Hilfe dieser Phasenschieber läßt sich somit allenfalls ein System in einem Teil des Frequenzbereichs 26,5 - 40 GHz realisieren, das zudem über eine aufwendige frequenzabhängige Stromeinstellung verfügen muß.

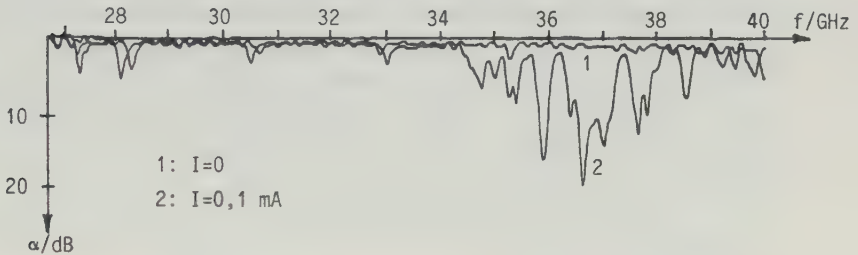


Bild 4.3.2-4: Änderung der frequenzabhängigen Transmissionsdämpfung eines Reggia-Spencer Phasenschiebers bei verschiedenen Spulenströmen

4.3.3 Reflektionsphasenschieber

Eine Variante zur Realisierung eines reflektiven Phasenschiebers zeigt Bild 4.3.3-1.

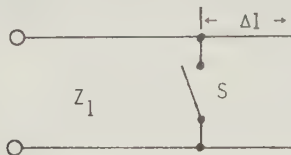


Bild 4.3.3-1: Prinzip eines Reflektionsphasenschiebers

Eine in die Schaltung hineinlaufende Welle wird, abhängig von der Stellung des Schalters S, entweder am kurzgeschlossenen Ende der Leitung oder am Ort des durch den Schalter verursachten Kurzschlusses reflektiert. Dementsprechend gilt für den Eingangsreflektionsfaktor der Schaltung:

$$\underline{r} = \begin{cases} \underline{r}_0 & \text{Schalter geschlossen} \\ \underline{r}_0 e^{-j2\beta\Delta l} & \text{Schalter geöffnet} \end{cases} \quad 4.3.3/1$$

Wählt man z.B. für eine Hohlleitung $2\Delta l = \lambda/4$ für die Bandmittenfrequenz von 33 GHz, so ergeben sich mit Gleichung 4.3.3/1 für das gesamte Hohlleitungsband theoretische Phasenverschiebungen von ca. -58° bei 26,5 GHz bis -122° bei 40 GHz. Die Abweichung der Phasenwerte vom Idealwert 90° von ca. $\pm 30^\circ$ liegt innerhalb des tolerierbaren Bereiches für das Netzwerkanalyseverfahren[34].

Für eine planare Schaltungsentwicklung eignen sich als Schaltelemente z.B. PIN-Dioden, die sich durch einen niedrigen Serienwiderstand in Durchlaßrichtung auszeichnen und näherungsweise als Kurzschluß betrachtet werden können. Eine mögliche Realisierung eines Reflektionsphasenschiebers ist in [51] für den Frequenzbereich 14 - 18 GHz angegeben. Die Schaltung wurde in Finleitungstechnik aufgebaut (Bild 4.3.3-2), die im Vergleich zur Mikrostreifenleitung eine einfache Parallelanordnung der Diode erlaubt.

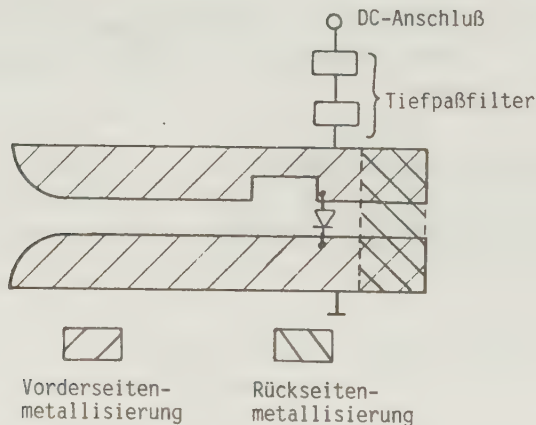


Bild 4.3.3-2: Ein Reflektionsphasenschieber in Finleitungstechnik

Die Schaltung besteht aus einem Übergang von Hohlleitung auf Finleitung, einem Anpasselement in Form einer rechteckigen Aussparung der Metallisierung, einer rückseitigen Metallisierung, die die Kurzschlußebene der Finleitung definiert, und einem Tiefpaßfilter zur DC-Ansteuerung der Diode.

Zur Anwendung des Reflektionsphasenschiebers benötigt man zusätzliche Komponenten, die eine Trennung von eingespeistem und reflektiertem HF-Signal ermöglichen. Solche Komponenten sind z.B. Richtkoppler und Zirkulatoren, wobei letztere bislang nicht breitbandig über den

Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz erhältlich sind. Um die Verwendung der wenig kompakten Hohlleitungsrichtkoppler zu vermeiden, ist eine Entwicklung von planaren Richtkopplern wünschenswert. Vorschläge zur Realisierung derartiger Koppler sind in [52,53,54] angegeben. Die typische Zusammenschaltung eines Kopplers mit zwei Reflektionsphasenschiebern zeigt Bild 4.3.3-3.

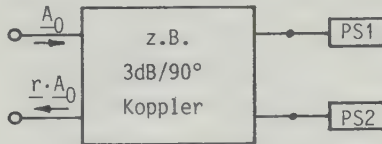


Bild 4.3.2-3: Zusammenschaltung aus Koppler und Reflektionsphasenschiebern

Die Besetzung des Kopplers mit zwei Phasenschiebern (PS1, PS2) ist sinnvoll, um möglichst geringe Signalverluste der Schaltung zu erreichen. Dies erfordert allerdings einen guten Gleichlauf der Phasenschieber.

Zur Realisierung des skizzierten Konzeptes wurden im Rahmen dieser Arbeit grundlegende Untersuchungen zur Entwicklung eines Kopplers und eines Reflektionsphasenschiebers durchgeführt. Die starke Abhängigkeit der Kopplereigenschaften von Ätztoleranzen und unbefriedigende Kurzschlußigenschaften der Rückseitenmetallisierung des Phasenschiebersubstrates ließen die weitere Verfolgung dieses Konzeptes unter den gegebenen technologischen Möglichkeiten jedoch nicht als erfolgversprechend erscheinen.

4.3.4 Transmissionsphasenschieber nach dem Prinzip der geschalteten Leitungen

Leitungen übertragen ein Signal gemäß der Funktion

$$\underline{H}_1 = e^{-\underline{\gamma}l} \quad ; \quad \underline{\gamma} = \alpha + j\beta \quad , \quad 4.3.4/1$$

wobei $\underline{\gamma}$ die im allgemeinen komplexe Ausbreitungskonstante und l die

Leitungslänge definieren. Der Term $e^{-\alpha l}$ beschreibt die Signaldämpfung, während $e^{-j\beta l}$ die frequenzabhängige Phasendrehung der Leitung angibt. Es besteht somit die Möglichkeit, durch eine Signalübertragung über zwei Leitungen verschiedener Länge, die abwechselnd in den Übertragungsweg geschaltet werden, eine gewünschte Phasenverschiebung zu erreichen. Diese Klasse von Phasenschiebern ist in der englischsprachigen Literatur unter der Bezeichnung "switched line phase shifter" bekannt [55,56]. Obwohl die Leitungseigenschaften wegen ihrer frequenzabhängigen Phasendrehung im strengen Sinn nicht als breitbandig angesehen werden können, zeigen sie dennoch bezüglich einer für das Netzwerkanalyseverfahren zulässigen Phasenverschiebung von 30° - 150° über den Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz "breitbandige" Eigenschaften.

Dimensioniert man die Differenz zweier Leitungslängen so, daß sich für die Mittenfrequenz eine 90° Phasenverschiebung einstellt, so erhält man für eine Leitung mit

$$\beta = \frac{2\pi \cdot f}{v_{ph}} \quad ; \quad v_{ph} \hat{=} \text{Phasengeschwindigkeit} \\ f \hat{=} \text{Frequenz}$$

im Frequenzbereich von 26,5 - 40 GHz eine Phasendrehung von $-71,7^\circ$ bis $-108,2^\circ$.

Die Prinzipschaltung eines "switched line phase shifters" zeigt Bild 4.3.4-1.

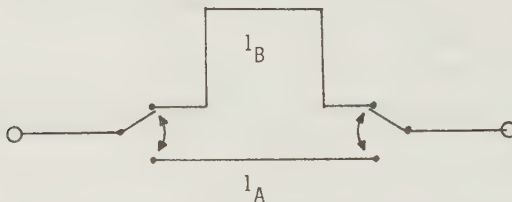


Bild 4.3.4-1: Schaltung eines "switched line phase shifters"

Die Differenzphase zwischen beiden Schaltzuständen berechnet sich nach:

$$\Delta\Phi = -\frac{2\pi}{v_{ph}} f (l_A - l_B) = -\frac{2\pi}{v_{ph}} f \Delta l \quad 4.3.4/2$$

$$\Delta l = l_A - l_B$$

Als elektronische Schaltelemente können auch hier PIN-Dioden eingesetzt werden, die **kurze** Schaltzeiten und gut reproduzierbare Zustände ermöglichen.

Zur Herstellung einer planaren Schaltungsstruktur eignen sich sowohl die Finleitung als auch die Mikrostreifenleitung, wobei die Dioden in der Finleitung als Parallelelemente, in der Mikrostreifenleitung als Serienelemente eingebaut werden (Bild 4.3.4-2).

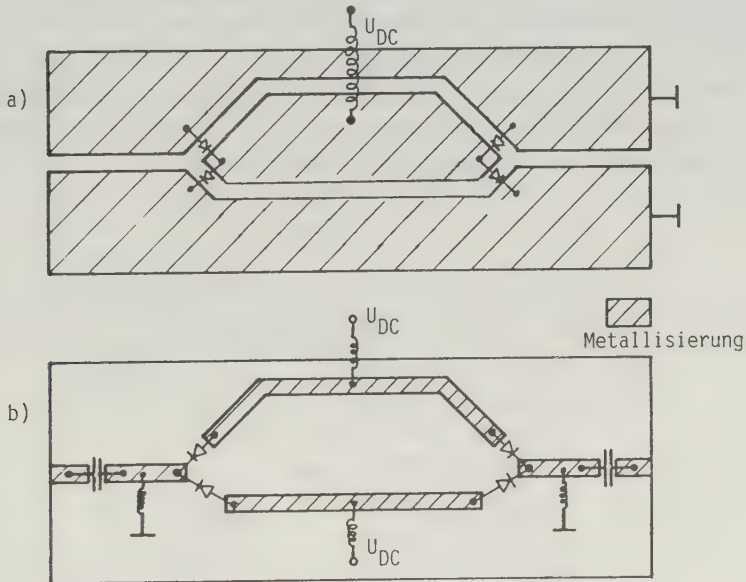


Bild 4.3.4-2: "Switched line" Phasenschieber

a) in Finleitungstechnik

b) in Mikrostreifenleitungstechnik

Im Verlauf der experimentellen Arbeiten zur Entwicklung der Phasenschieber zeigte es sich, daß in der Parallelanordnung der Dioden nicht die gewünschten Kurzschluß- bzw. Leerlaufeigenschaften an den Verzweigungspunkten der Schaltung erreicht werden konnten, so daß im weiteren nur die Mikrostreifenleitungsvariante betrachtet werden soll.

Zum Aufbau der Phasenschieber ist zunächst die Entwicklung geeigneter Übergänge von Hohlleitung auf Mikrostreifenleitung erforderlich. Vorschläge zur Konstruktion solcher Übergänge sind in [57,58] gemacht. Die Wahl der Mikrostreifenleitungsbreite und somit des Leitungswellen-

widerstandes ist in diesem Fall nicht durch äußere Faktoren (z.B. Generatorinnenwiderstand, Lastimpedanzen) vorgeschrieben. Zur Reduzierung von Leitungsverlusten sollte die Substratdicke möglichst klein gewählt werden ($h = 0,254 \text{ mm}$). Da die Welle durch einen allmählichen Verlauf des Überganges auf jede Leiterbreite geführt werden kann, ist die Festlegung der Breite anhand konstruktiver Gesichtspunkte möglich. Diese wird zum einen durch die Hohlleitungsbreite von $3,56 \text{ mm}$ begrenzt, wobei zur Reduzierung von Gehäuseeinflüssen ein Verhältnis Hohlleitungs- zu Mikrostreifenleitungsbreite von 10:1 eingehalten werden sollte, zum anderen erfordern die Anschlüsse der "Beam-Lead" Dioden eine Mindestbreite von $0,1 \text{ mm}$. Die Breite der Mikrostreifenleitung wurde zu $0,3 \text{ mm}$ gewählt. Die Struktur des Überganges mit den zugehörigen Abmessungen zeigt Bild 4.3.4-3.

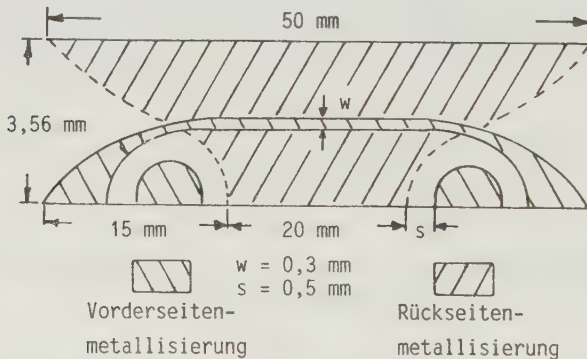


Bild 4.3.4-3: Ein Übergang von Hohlleitung auf Mikrostreifenleitung

Der Übergangsbereich, der aus einer antipodalen Finleitung mit $\cos$ -förmigem Verlauf und dem nachfolgenden Mikrostreifenleitungsübergang besteht, hat eine Länge von ca. 15 mm , der eigentliche Mikrostreifenleitungsbereich ist ca. 20 mm lang. Die auf der Substratvorderseite ausgebildeten kreisförmigen Metallsegmente dienen der Unterdrückung von Resonanzen, die empfindlich von der Weite des Metallisierungsschlitzes s abhängen. Bild 4.3.4-4 zeigt die Transmissionsdämpfung des Überganges für $s = 0,3 \text{ mm}$ und $s = 0,5 \text{ mm}$, wobei sich für letztere Weite eine breitbandige Dämpfung von ca. 1 dB ergibt.

Bei einer Unterbrechung der Leitung in der Substratmitte wurde eine Transmissionsdämpfung von etwa 30 dB gemessen, die ein Merkmal für

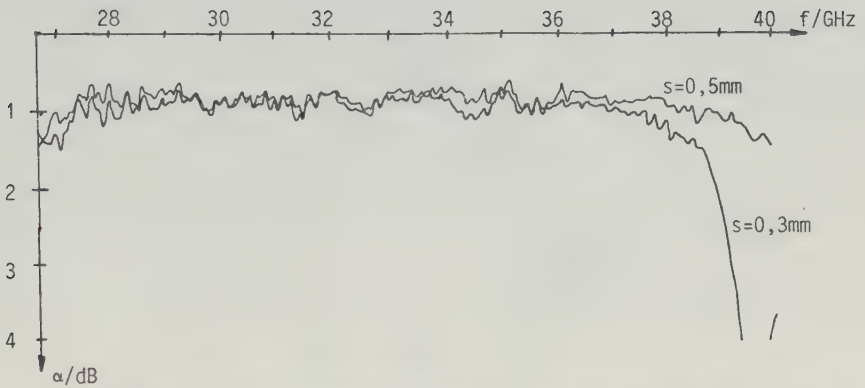


Bild 4.3.4-4: Transmissionsdämpfung des Hohlleitungs- Mikrostreifenleitungsüberganges

die gute Führungseigenschaft der Mikrostreifenleitung ist.

Den mit den beschriebenen Übergängen realisierten Phasenschieber zeigen Bild 4.3.4-5 a) und Bild 4.3.4-5 b).

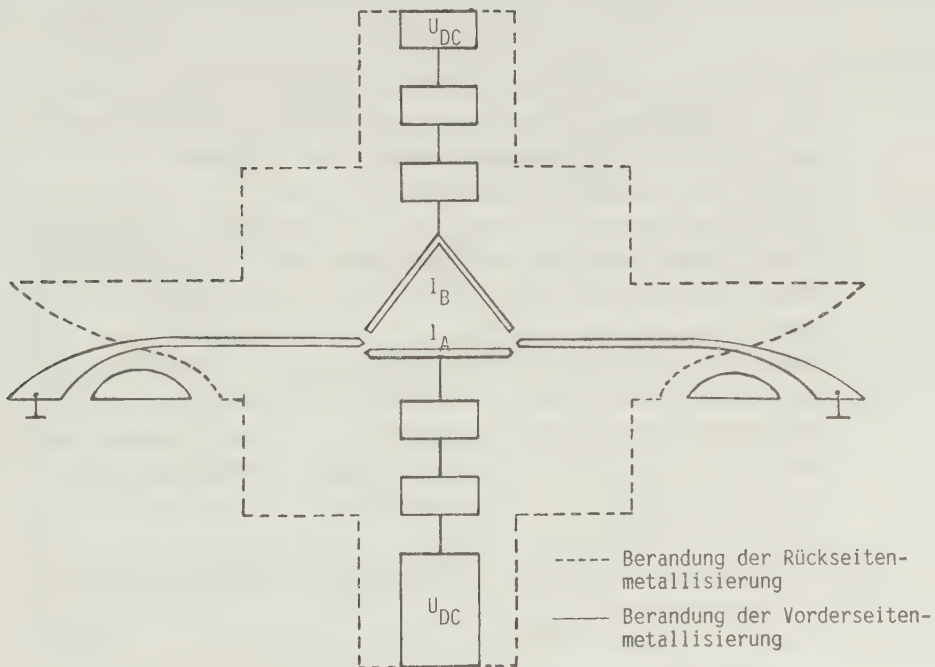


Bild 4.3.4-5 a): Layout des Phasenschiebers mit geschalteten Leitungen

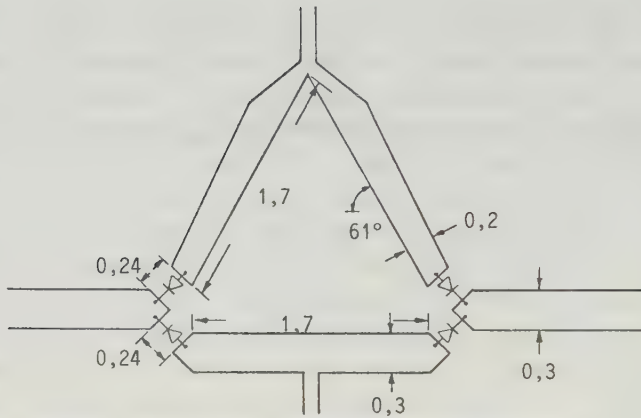


Bild 4.3.4-5 b): Detailskizze des Phasenschieberlayouts
(alle Angaben in mm)

Für die gewünschte Phasenverschiebung von 90° bei der Mittenfrequenz muß zwischen den Leitungslängen die Beziehung gelten:

$$l_B = l_A + \frac{\lambda_g}{4} \quad 4.3.4/2$$

Für ein Teflon Substrat (RT-Duroid 5880) der Höhe $h=0,254$ mm, einer Metallisierungsdicke $t=17$ μm und einer Dielektrizitätszahl $\epsilon_r=2,2$ berechnet sich die Leitungswellenlänge für eine Leiterbreite von $0,3$ mm nach [39,40,41] bei 33 GHz zu $\lambda_g=6,8$ mm.

Die frei wählbare Leitungslänge l_A hatte bei den Schaltungsentwürfen entscheidenden Einfluß auf das breitbandige Verhalten. Befriedigende Ergebnisse wurden bei der Wahl $l_A=1,7$ mm erzielt, wodurch l_B auf $3,4$ mm festgelegt ist.

An den beiden Mikrostreifenleitungen befinden sich Tiefpaßfilter, über die die Ansteuersignale für die Dioden geleitet werden. Die Masseverbindung an der Finleitung wird über das Hohlleitungsgehäuse hergestellt. Als Schaltelemente wurden "Beam-Lead" PIN-Dioden der Firma Alpha Industries Typ 6474 E verwendet, die sich durch eine kleine Gehäusekapazität auszeichnen.

Die gemessenen Eigenschaften des Phasenschiebers sind in den Bildern 4.3.4-6,7,8 dargestellt.

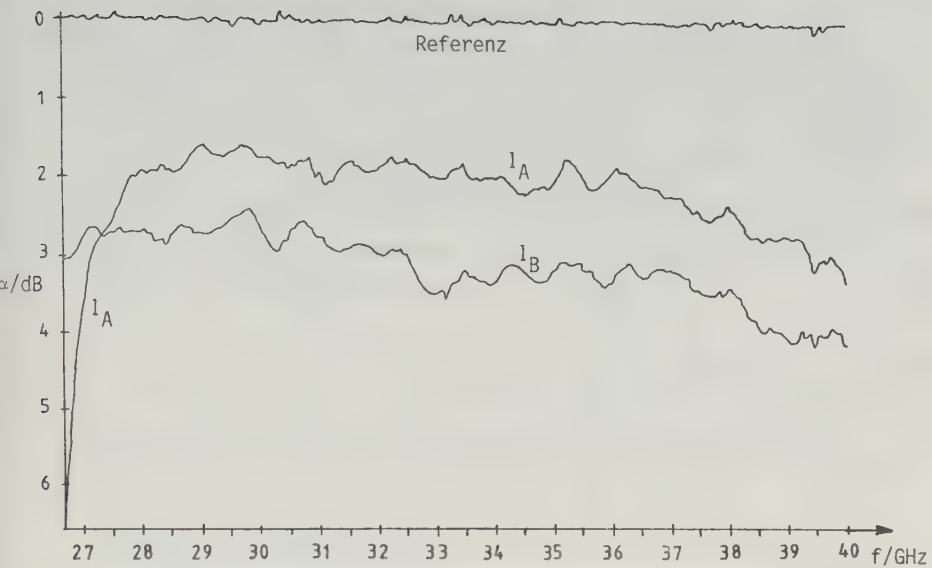


Bild 4.3.4-6: Transmissionsdämpfung des Phasenschiebers in beiden Schaltzuständen

l_A - kurze Leitung l_B - lange Leitung

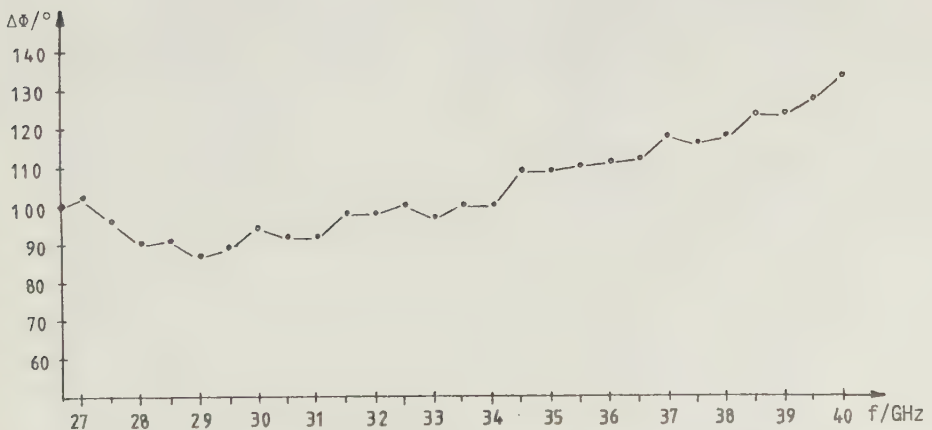


Bild 4.3.4-7: Phasendifferenz zwischen den Schaltzuständen des Phasenschiebers

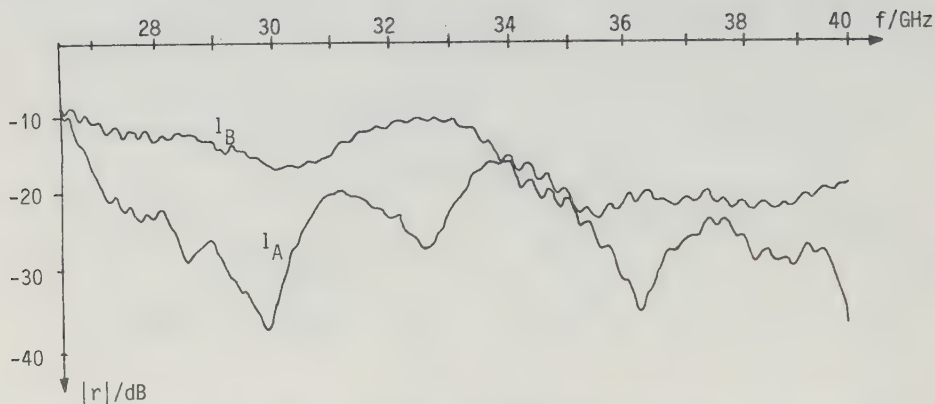


Bild 4.3.4-8: Reflektionsdämpfung des Phasenschiebers für beide Schaltzustände

Die Phasenverschiebung erreicht frequenzabhängig Werte zwischen 85° und 140° und liegt damit im Toleranzbereich.

Die gute Reproduzierbarkeit der Herstellungstechnik zeigte sich in der weitgehenden Übereinstimmung der Eigenschaften der drei gefertigten Phasenschieber. Darüberhinaus erwiesen sie sich als robust, wenig stör anfällig und langzeitstabil.

4.4 Aufbau des einfach balancierten Mischers

Eine Umsetzung der Hochfrequenzsignale in den Zwischenfrequenzbereich erfordert ein Mischerkonzept, das neben dem üblichen Anforderungsprofil nach geringen Konversionsverlusten, guter Balance, geringem Rauschen usw., insbesondere auch den bei Millimeterwellen meist nur mittleren zur Verfügung stehenden Senderleistungen (**einige mW**) gerecht wird. Der einfach balancierte Mischer, dessen Prinzipschaltung Bild 4.4-1 angibt, ist diesen Randbedingungen gut angepaßt.

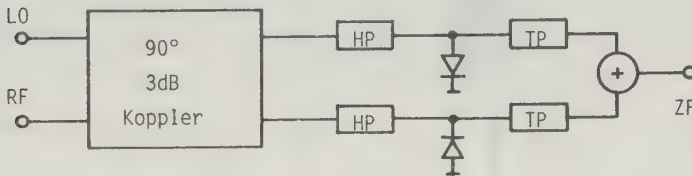


Bild 4.4-1: Schaltbild eines einfach balancierten Mischers

In der Vergangenheit wurden balancierte Mischer in Hohlleitungstechnik unter Verwendung sogenannter "magischer T's" aufgebaut. Der Trend zu kompakten und kostengünstig herstellbaren Komponenten führte jedoch auch auf diesem Gebiet zur Entwicklung von Mischern in planarer Technik [59,60,61,62,63].

Der für den homodynem Netzwerkanalysator benötigte Mischer muß bezüglich der beiden Hochfrequenztore breitbandig über den gesamten Frequenzbereich sein. Demgegenüber sind die Anforderungen an die ZF-Bandbreite nur sehr gering, da die Frequenz des Mischerausgangssignals in der Regel unterhalb von 1 MHz liegt.

Als eine sinnvolle Mischerkonzeption erschien die Kombination der in [62,63] beschriebenen Schaltungen. Als Leitungsstrukturen wurden für die LO-Seite eine Mikrostreifenleitung, für die RF-Seite eine Finleitung vorgesehen. Eine solche Realisierung bietet den Vorteil, daß aufgrund der zueinander orthogonalen Feldverteilung in den Leitungen eine gute Entkopplung der beiden Tore erreicht werden kann. Das ZF-Signal wird über ein Band-Stop Filter von der Mikrostreifenleitung ausgekoppelt. Durch Isolierung des Hohlleitungs-Mikrostreifenleitungsüberganges mit einer dünnen Teflonfolie gegenüber dem Gehäuse kann ein Kurzschluß der ZF-Leitung vermieden werden. Das Layout von Ober- und Unterseite des in [64] näher beschriebenen Mischersubstrats zeigt Bild 4.4-2.

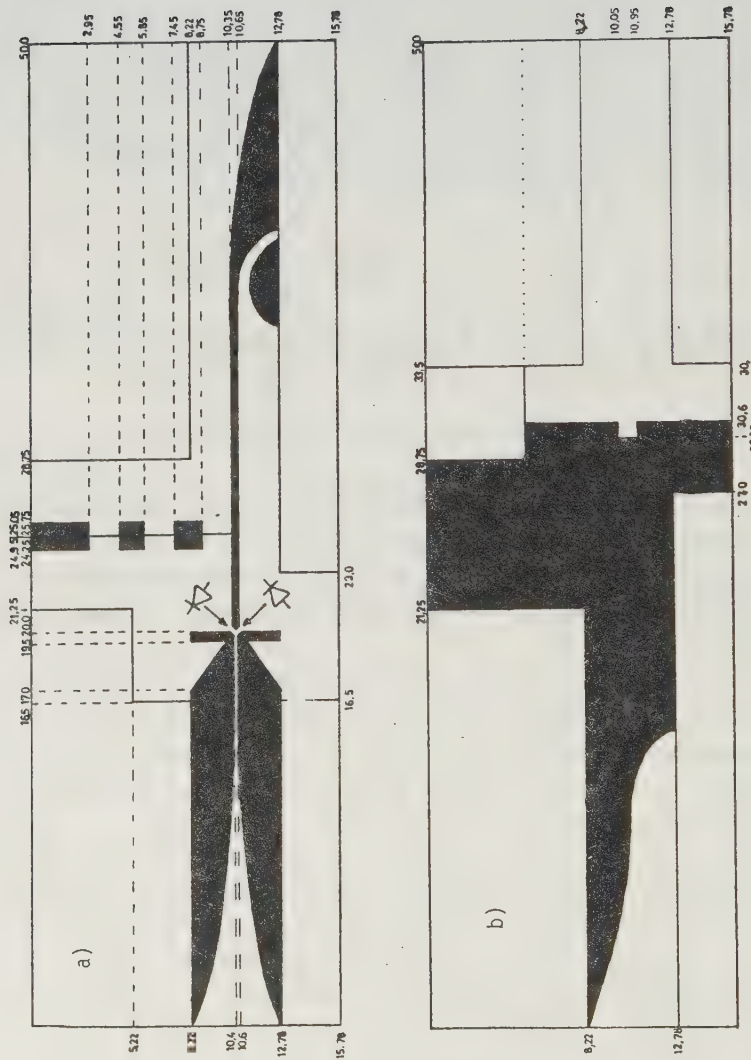


Bild 4.4-2: Layout Ober- (a) und Unterseite (b) des einfach balancierten Mischers
(Bemaßung in mm)

Als Mischerdioden wurden Silizium-Dioden in Beam-Lead Technik der Firma Hewlett Packard Typ 5082-2264 in den Bereich zwischen Fin- und Mikrostreifenleitung eingebaut. Die normalerweise im Millimeterwellenbereich bevorzugten GaAs-Dioden sind aufgrund des hohen $1/f$ Rauschens für den vorgesehenen Anwendungsbereich nicht geeignet. Die gemessenen Konversionsverluste des Mischers dokumentiert Bild 4.4-3.

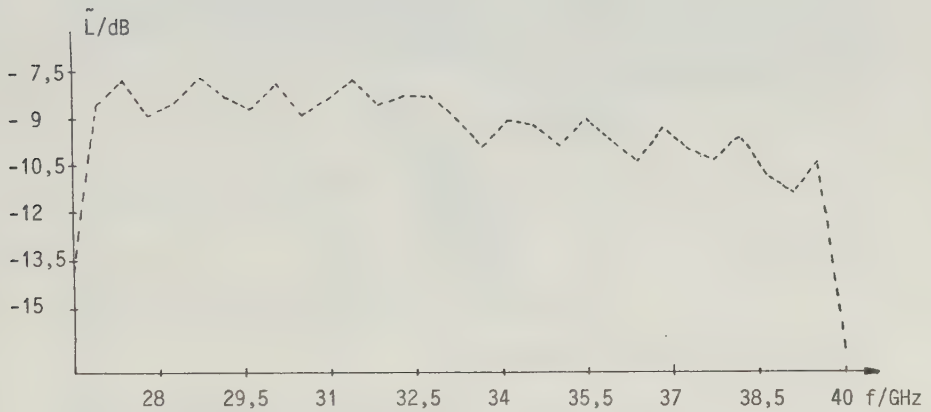


Bild 4.4-3: Gemessene Konversionsverluste des einfach balancierten Mischers

4.5 Konstruktion des Polaritätsmodulators

Die Anwendung des Doppelmodulationsverfahrens erfordert die Entwicklung von zwei Polaritätsmodulatoren, die auch unter der Bezeichnung doppelt balancierte Mischer bekannt sind.

Die Schaltung eines Polaritätsmodulators wurde bereits in Bild 3.4.2-4 dargestellt.

In Anlehnung an die Entwicklung des einfach balancierten Mixers eignen sich als Leitungsstrukturen für eine planare Schaltung hier die doppel-seitige Finleitung und die Bandleitung (Bild 4.5-1), die eine Sonderform der Mikrostreifenleitung ist.

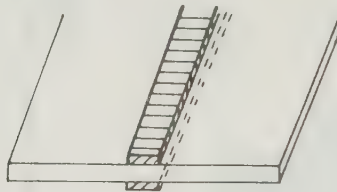


Bild 4.5-1: Skizze einer Bandleitung

Mit Hilfe breitbandiger Übergänge, die in [65] untersucht wurden, konnte ein doppelt balancierter Mischer realisiert werden. Die für die Schaltung entwickelte Leitungsstruktur auf der Substratober- und -unterseite zeigt Bild 4.5-2.

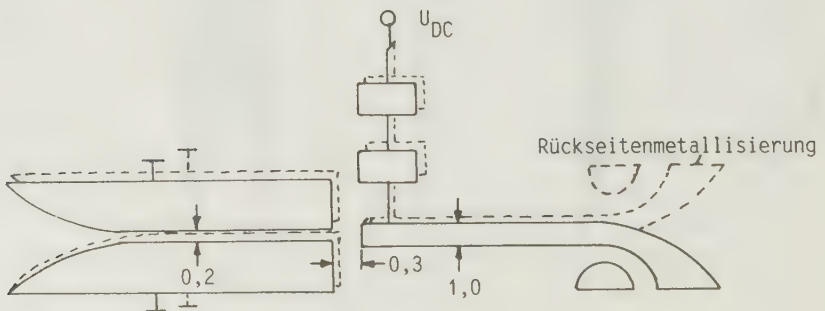


Bild 4.5-2: Substratstruktur des als Polaritätsmodulator verwendeten doppelt balancierten Mixers (Angaben in mm)

Als Schaltelemente wurden "Beam-Lead" Silizium Schottky Dioden der Firma Hewlett Packard Typ HSCH 5330 entsprechend Bild 4.5-3 auf das Substrat aufgeklebt.

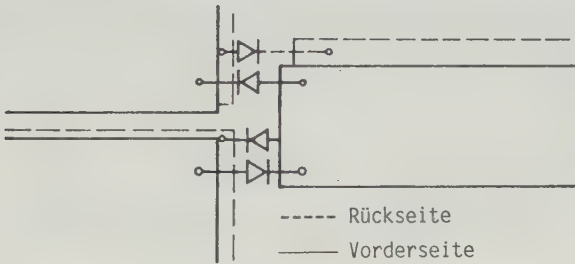


Bild 4.5-3: Positionierung der Dioden auf dem Mischersubstrat

Die für beide Schaltzustände statisch gemessenen Transmissionsdämpfungen des Polaritätsmodulators zeigt Bild 4.5-4.

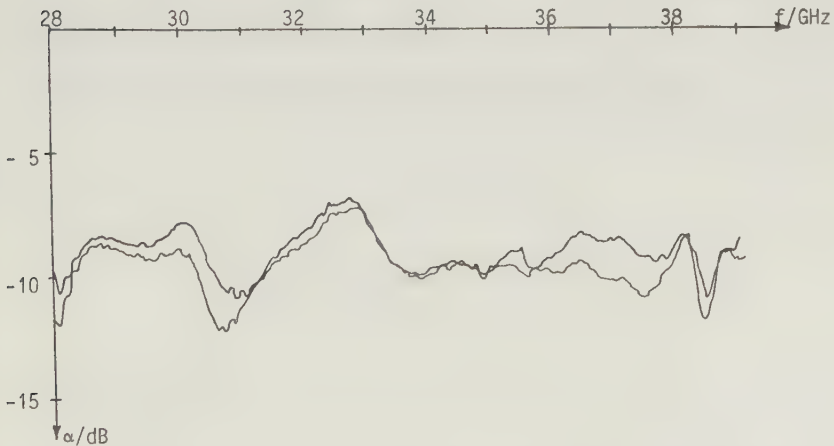


Bild 4.5-4: Statische Transmissionsdämpfung des Polaritätsmodulators für beide Schaltzustände

Die zwischen den beiden Schaltzuständen gemessene statische Differenzphase zeigt Bild 5.4-5.

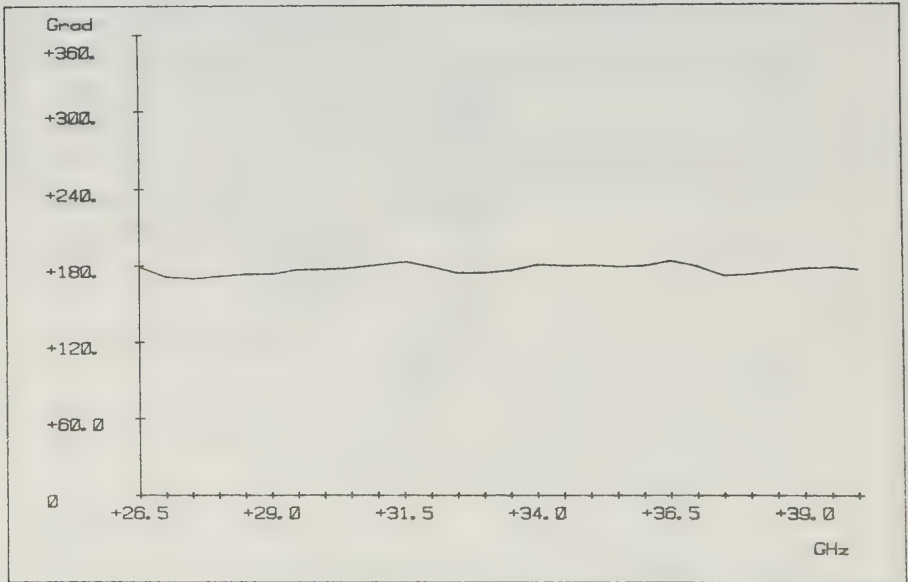


Bild 5.4-5: Statisch gemessene Differenzphase zwischen den beiden Schaltzuständen des Polaritätsmodulators

5. Aufbau des Netzwerkanalysators und Bestimmung seiner Eigenschaften im Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz

5.1 Systembeschreibung

Die Anordnung der Baugruppen für einen automatisch arbeitenden Netzwerkanalysator ist in Bild 5.1-1 dargestellt.

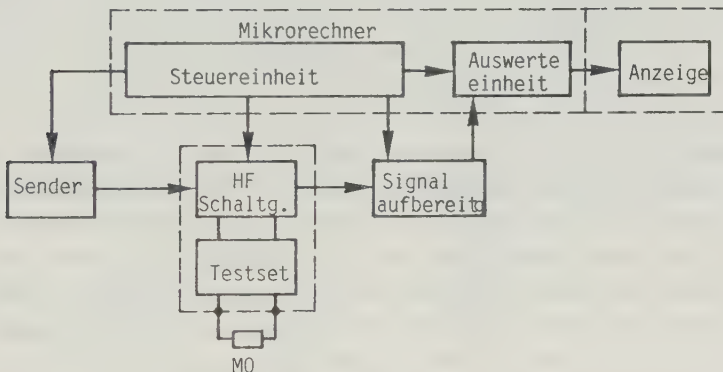


Bild 5.1-1: Blockschaltbild des Netzwerkanalysators

Die Steuereinheit des Systems muß folgende Funktionen übernehmen:

- Einstellung der Senderfrequenz
- Ansteuerung der Phasenschieber und Modulatoren
- Einstellung des Testset (falls möglich)
- Steuerung der Auswerteeinheit
- Freigabe der Anzeige für aktuelle Meßergebnisse

Die bei kommerziellen Systemen angestrebte Fähigkeit zur Echtzeitmessung soll nicht Ziel dieser Arbeit sein, da die dafür notwendigen schnellen Komponenten (z.B. schnell einstellbarer Sender, Rechner mit schnellen Arithmetik- und Graphikbausteinen sowie einem entsprechend großen Arbeitsspeicherbereich) nicht zur Verfügung stehen. Eine vollkommene Automatisierung ist wegen der vorhandenen manuell zu betätigenden Hohlleitungsschalter ebenfalls nicht möglich. Da die genannten Systemeigenschaften nur zu einer erhöhten Bedienungsfriendlichkeit beitragen,

stellt dies keine grundlegende Einschränkung der Fähigkeiten des Meßsystems dar.

Die Netzwerkanalyse erfordert die Durchführung einer Vielzahl mathematischer Operationen, so daß es sich anbietet, die Steuer- und Auswertereinheit in Form eines Mikrorechners auszuführen.

Die Konstruktion des Testset bestimmt, welche Streuparameter des Meßobjektes gemessen werden können.

Man unterscheidet in der Regel zwei Testset-Varianten.

a) Transmission-Reflektions Testset

b) S-Parameter Testset

Während ein Transmissions-Reflektions Testset nur die Messung der zwei Streuparameter einer Übertragsrichtung erlaubt, können mit einem S-Parameter Testset alle vier Streuparameter gemessen werden.

Die Realisierung eines Testset nach b) ist infolge der starren Hohlleitungen bei Millimeterwellen konstruktiv schwierig. Die Bestimmung aller Streuparameter ist jedoch auch mit dem einfacher aufzubauenden Testset nach a) möglich, wenn das Meßobjekt bezüglich der Meßtore einmal vertauscht wird.

Nachteilig bei der Ermittlung der Systemeigenschaften wirken sich die den Testsets nach a),b) eigenen nicht idealen Eigenschaften aus, die zu einer Fehlinterpretation von Meßergebnissen führen können.

Zur grundlegenden Diskussion und Bestimmung der Systemeigenschaften sind deshalb Transmissionsmessungen, bei denen auf ein Testset verzichtet werden kann, besser geeignet.

Das so konfigurierte System zeigt Bild 5.1-2.

Die Auswertung der Messungen soll nach dem zweistufigen wichtenden Verfahren erfolgen, was eine dauerhafte Installierung von zwei Phasenschiebern (PS_1, PS_2) im Meßsystem erfordert. Phasenschieber PS_3 kann bei Bedarf, z.B. zur Bestimmung der Phasenschieberkonstanten k_1 , anstelle des Meßobjektes in das System eingefügt werden. Diese Konstellation gewährleistet eine minimale Signaldämpfung während des eigentlichen Meßvorganges und somit einen maximalen Meßdynamikbereich.

Entsprechend den in Kapitel 3.4 geschilderten Vorzügen des Doppelmodulationsverfahrens wurden die Polaritätsmodulatoren (M_1, M_2) jeweils

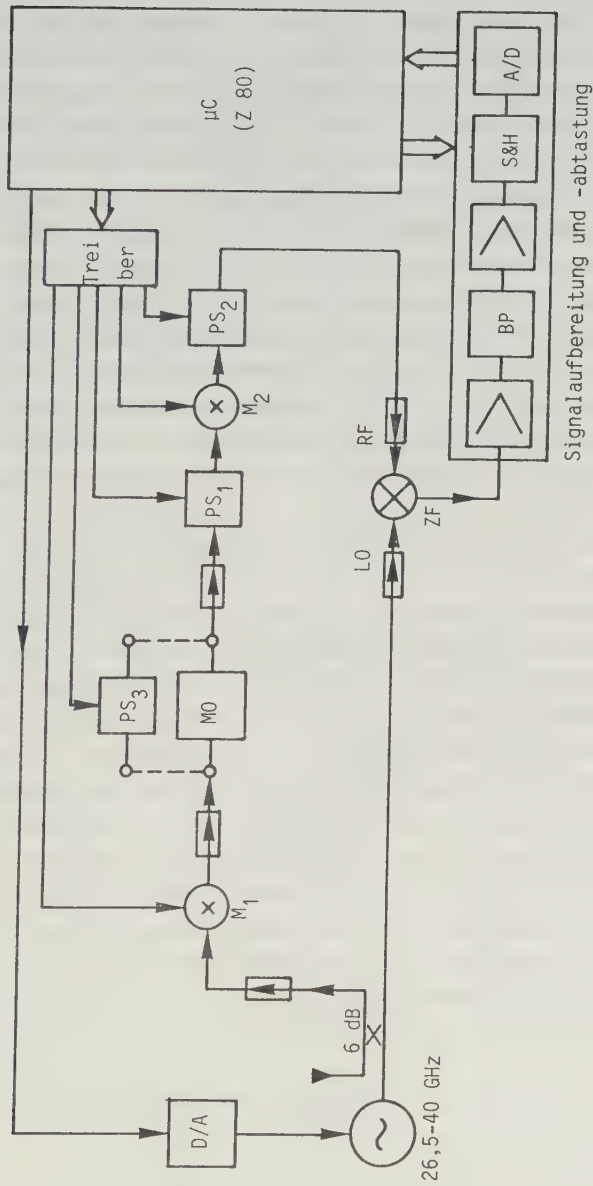


Bild 5.1-2: Gesamtschaltbild des Netzwerkanalysators

vor und hinter dem Meßobjekt installiert, wobei Modulator M_2 gleichzeitig zur Entkopplung der Phasenschieber PS_1, PS_2 dient. Das Sendersignal wird über einen 6 dB Koppler in den Meßzweig eingespeist, der Hauptanteil der Senderleistung wird allerdings zur Aussteuerung des Mischers verwendet. Die Verlagerung eines Modulators oder Phasenschiebers in den LO-Pfad, wie sie in [34] angegeben wird, verbietet sich hier, da die zusätzliche Dämpfung zu einer Unterschreitung der vom Mischer benötigten Mindestansteuerleistung von ca. 5 mW führen würde. Die in das System eingebauten Richtungsleitungen haben die Funktion, eine minimale Anpassung der Meßtore (ca. 17 dB) zu gewährleisten und den Sender von reflektierten Signalen zu entkoppeln. Der YIG-abstimmbare Sender enthält als aktives Element eine Gunn-Diode, die eine mittlere HF-Leistung von ca. 10 mW abgibt. Die Senderfrequenz ist mit einer Spannung von 0-10 V linear im Bereich 26,5-40 GHz einstellbar. Der Millimeterwellenteil des Systems wurde in Hohlleitungstechnik unter Verwendung der in Kapitel 4 beschriebenen Komponenten aufgebaut.

Bild 5.1-3 stellt das Schaltbild der Signalaufbereitungs- und -abtasteinheit dar.

Das Mischerausgangssignal wird über eine umschaltbare Verstärkerkette geleitet, bandpaßgefiltert und über ein Abtast-Halteglied mit nachfolgendem Analog-Digitalwandler in ein 12-Bit Datenwort umgewandelt, das vom Mikrorechner eingelesen wird. Die Verstärkerkette besteht unter anderem aus zwei rauscharmen Vorverstärkern (V_1, V_2) mit einem Spannungsverstärkungsfaktor von je 30 und einem programmierbaren Verstärker, dessen Verstärkung in binären Schritten zwischen 1 und 128 eingestellt werden kann. Die Gesamtverstärkung der Kette wird vom Rechner so eingestellt, daß der A/D-Wandler immer in seinem optimalen Bereich betrieben wird. Eine Über- oder Unterschreitung dieses Bereiches führt zu einem Signal der Übersteuerungslogik an den Rechner, der daraufhin die Verstärkung neu einstellt.

Insgesamt ergibt sich eine einstellbare Spannungsverstärkung von

$$\Delta V_{\text{ges}} = V_1 \cdot V_2 \cdot V_{3\text{max}} = 30 \cdot 30 \cdot 128 \hat{=} 101 \text{ dB} ,$$

die einen ausreichenden Dynamikbereich gewährleistet.

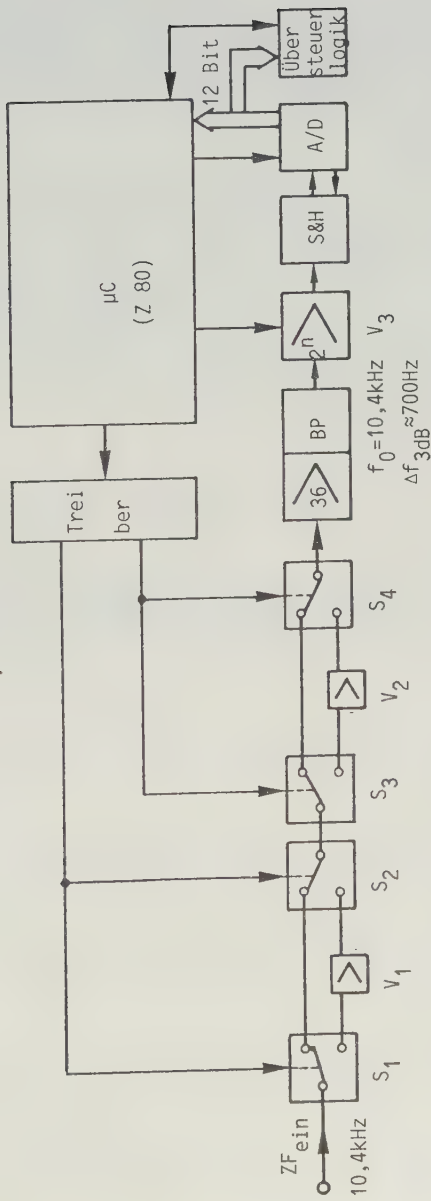


Bild 5.1-3: Schaltbild der Signalaufbereitungs- und Abtasteinheit

Um schaltzustandsabhängige Änderungen des Lastwiderstandes für den Mischer zu vermeiden, müssen die Eingangsimpedanzen der verschiedenen Verstärker möglichst identisch sein. Darüberhinaus müssen in den Vorverstärkern V_1, V_2 Möglichkeiten zum Abgleich der Übertragungsphase vorgesehen werden, um eine konstante Gesamtübertragungsphase unabhängig vom aktuellen Schaltzustand der Verstärker einstellen zu können. Die Schaltpläne der verschiedenen Komponenten sind ausführlich in [66,67,68] dokumentiert.

Die Ansteuersignale für die Modulatoren werden von der quarzstabilen Zeitbasis des Rechners abgeleitet. Dadurch verläuft das Mischerausgangssignal mit einer Frequenz von 10,416 kHz zeitlich synchron zum Rechnertakt, was für die Signalabtastung vorteilhaft ausgenutzt werden kann. Den Verlauf des bandpaßgefilterten Ausgangssignals eines zweistufigen Systems zeigt Bild 5.1-4.

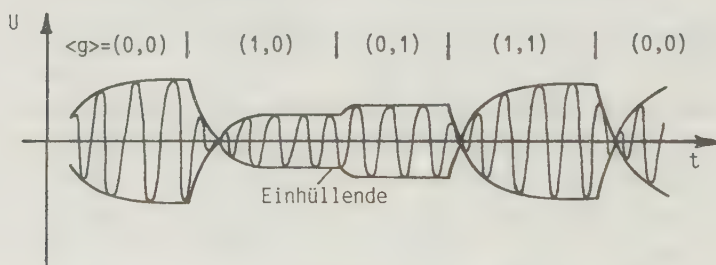


Bild 5.1-4: Typischer Verlauf des gefilterten Signals eines zweistufigen Systems

Nach dem Einschwingen des Bandpaßfilters ergibt sich ein sinusförmiges Signal, das eine von den Meßobjekteigenschaften unabhängige Phasenlage (siehe dazu Gleichung 3.3/4) aufweist. Durch die Synchronität dieses Signals zum Rechnertakt kann man mit einer geeigneten Programmierung des Rechners erreichen, daß das Signal immer in den Maxima bzw. Minima abgetastet wird (Bild 5.1-5).

Zur Kompensierung eventueller Offsetspannungen empfiehlt sich die weitere Verarbeitung der Differenzspannung zwischen dem Signalmaxima und -minima. Um das Einschwingen der Filter zu gewährleisten, sind programmtechnisch vor dem Abtastvorgang sogenannte Vorlaufperioden vor-

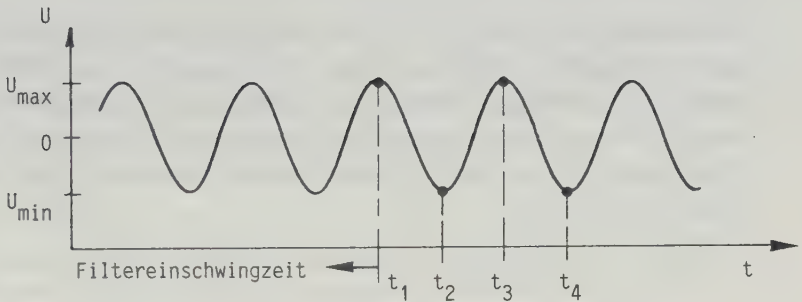


Bild 5.1-5: Abtastung des bandpaßgefilterten ZF-Signals in den Maxima und Minima

gesehen, deren Anzahl vom Rechnerprogramm aus eingestellt werden kann. Die Wahl der Bandbreite des Bandpasses unterliegt zwei gegensätzlichen Forderungen. Für ein schnelles Einschwingen sind große Filterbandbreiten günstig, während für ein maximales Signal-Rauschverhältnis möglichst kleine Bandbreiten realisiert werden sollten.

Als Kompromiß wurde die Bandbreite auf 700 Hz eingestellt und die Vorlaufperioden sehr konservativ zu 100 vorgewählt, was einer resultierenden Einschwingzeit von 10 ms entspricht.

Zur weiteren Reduzierung von Rauscheinflüssen, die insbesondere bei sehr kleinen Meßsignalen sinnvoll ist, wurde im Rechnerprogramm eine Meßwertemittelung vorgesehen [67].

Ein typischer Meßablauf beginnt zunächst mit der meßtechnischen Bestimmung der Phasenschieberkonstanten k_i nach der analytischen Lösung. Nach Abspeicherung der Konstanten kann anstelle von Phasenschieber PS_3 ein Referenzobjekt in das System eingebaut werden, dessen Eigenschaften mit Hilfe des zweistufigen wichtenden Verfahrens berechnet werden können. Schließlich wird das unbekannte Meßobjekt installiert und das Ergebnis der Messung auf die Referenzmessung normiert.

5.2 Meßergebnisse für ein System zur Transmissionsmessung

Mit dem Meßsystem nach Bild 5.1-2 wurden nachfolgend beschriebene Messungen durchgeführt. Bild 5.2-1 zeigt die Messung eines in 10 dB Schritten eingestellten Dämpfungsgliedes über den vollen Meßdynamikbereich. Oberhalb einer Dämpfung von 80 dB zeigen sich deutlich Einflüsse einer Störung, die durch Rauschen oder Übersprecher hervorgerufen werden kann.

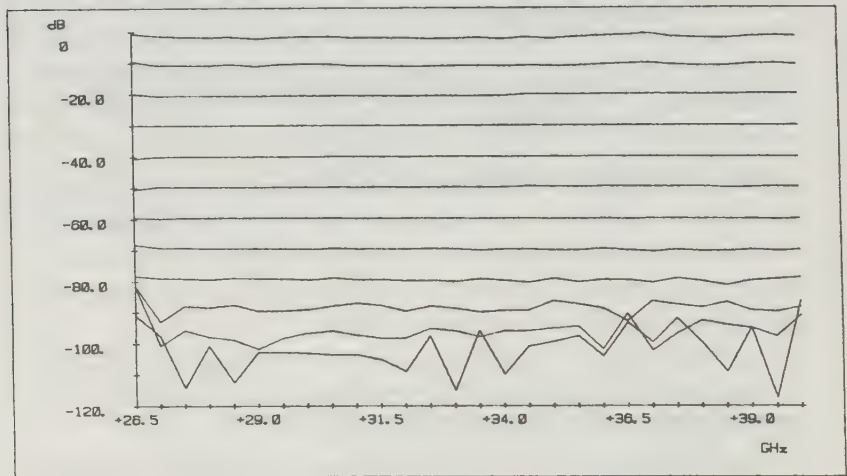


Bild 5.2-1: Transmissionsmessungen eines in 10 dB Schritten eingestellten Dämpfungsgliedes von 0 - 110 dB

Die Messung des Übersprechers, bei der die Meßtore mit reflektionsfreien Hohlleitungsabschlüssen versehen sind, ist in Bild 5.2-2 dokumentiert. Durch die Anwendung einer Meßwertemittelung ergibt sich ein Wert dieses kohärenten Störsignals von ca. -110 dB, während ohne Mittelung der Störpegel auf ca. -90 dB ansteigt. Daraus läßt sich die Schlußfolgerung ziehen, daß Rauscheffekte einen starken Anteil bei der Messung von kleinen Signalen haben. Daraufhin wurde der Meßdynamikbereich nach Bild 5.2-1 nochmals unter Einsatz des Mittelungsverfahrens vermessen. Bild 5.2-3 zeigt die Verbesserung des Meßbereichs, der nun ca. 100 dB umfaßt. Die bei einer eingestellten Dämpfung von 100 dB erkennbaren Störungen sind nun Auswirkungen der kohärenten Übersprecher. Es soll an dieser Stelle erwähnt werden, daß der hohe Meßdynamik-

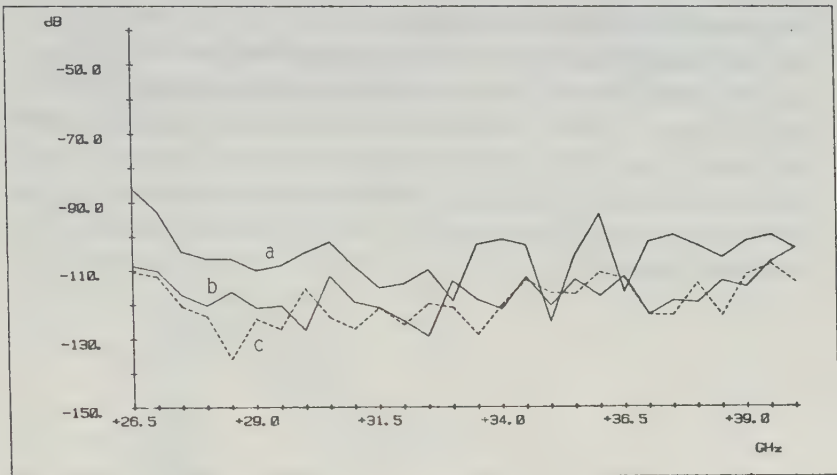


Bild 5.2-2: Messung des Übersprechers a) ohne Mittelung
b) 30-fache Mittelung
c) 100-fache Mittelung

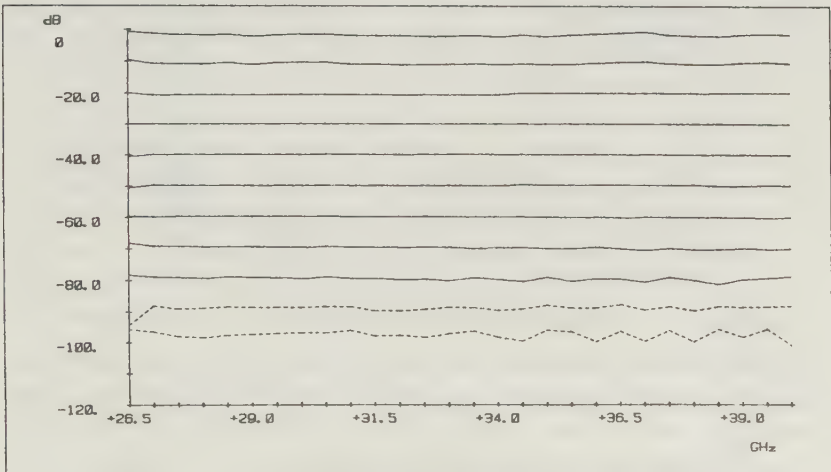


Bild 5.2-3: Transmissionsmessungen über den vollen Dynamikbereich
(----- Mittelung über 30 Werte)

bereich erst nach einer Reduzierung von schwierig zu lokalisierenden Störsignalen erreicht werden konnte.

Die konstruktive Nähe der letzten Verstärkerstufen zum Digitalteil des Meßsystems bedingte, daß Teile des verstärkten Meßsignals auf Daten-, Adress-, Steuer-, und Versorgungsleitungen überkoppeln konnten. Über nicht eindeutig identifizierbare Wege gelangten diese Streusignale über die Schaltung zur Erzeugung der Modulatoransteuersignale auf die Polaritätsmodulatoren und wurden dort dem Millimeterwellensignal aufmoduliert (Bild 5.2-4).

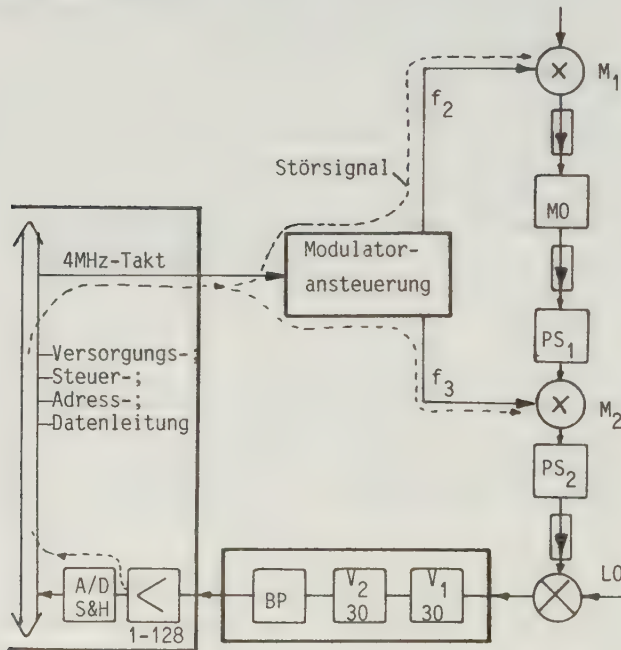


Bild 5.2-4: Zur Ausbreitung kohärenter Störsignale im Meßsystem

Zur Analyse der Störeffekte soll für die Schaltung in Bild 5.2-4 ein Modell für ein rückgekoppeltes System nach Bild 5.2-5 verwendet werden.

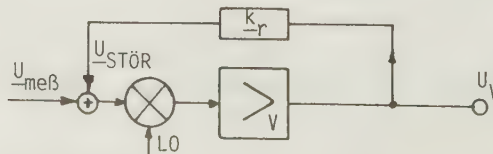


Bild 5.2-5: Modell zur Analyse der Störeffekte

Die aufmodulierten Störseitenbänder können als zum Meßsignal kohärente Störungen $\underline{U}_{\text{STÖR}}$ betrachtet werden. Die Mischerausgangsspannung ergibt sich als der Realteil der Summe aus $\underline{U}_{\text{STÖR}}$ und $\underline{U}_{\text{meß}}$. Mit der Gesamtverstärkung V folgt für U_V :

$$U_V = V \operatorname{Re}(\underline{U}_{\text{meß}} + \underline{U}_{\text{STÖR}}) \quad 5.2/1$$

Ein Teil des verstärkten Signals U_V wird über eine Schleife um den Rückkopplungsfaktor $\underline{k}_r$ abgeschwächt in den Hochfrequenzaufbau zurückgekoppelt. Für $\underline{U}_{\text{STÖR}}$ gilt:

$$\underline{U}_{\text{STÖR}} = \underline{k}_r U_V \quad 5.2/2$$

Setzt man Gleichung 5.2/2 in Gleichung 5.2/1 ein, so erhält man für U_V resultierend:

$$U_V = \frac{V \operatorname{Re}(\underline{U}_{\text{meß}})}{1 - V \operatorname{Re}(\underline{k}_r)} \quad 5.2/3$$

Wie man aus Gleichung 5.2/3 erkennen kann, ist der Einfluß des rückgekoppelten Signales auf die Ausgangsspannung U_V wesentlich vom Rückkopplungsfaktor $\underline{k}_r$ und von der eingestellten Verstärkung V abhängig. Der Rückkopplungsfaktor $\underline{k}_r$ setzt sich dabei aus einem Faktor zur Beschreibung der parasitären NF-Überkopplung sowie den Hochfrequenzübertragungsfaktoren der Strecken Modulator 1 - Mischer bzw. Modulator 2 - Mischer zusammen. Da sich in diesen Hochfrequenzstrecken auch die Phasenschieber befinden, ist die Phase des Rückkopplungsfaktors $\underline{k}_r$ vom aktuellen Schaltzustand der Phasenschieber abhängig. Demzufolge existiert kein einheitlicher Rückkopplungszustand des Systems, vielmehr kann sich bei verschiedenen Phasenschieberstellungen sowohl eine Gegenkopplung als auch eine Mitkopplung einstellen. Da die Auswirkungen dieser Rückkopplung auf das System zusätzlich von der momentanen Gesamtverstärkung V der Verstärkerkette abhängen, war eine Identifizierung der Störeffekte äußerst schwierig. Die Mit- und Gegenkopplungszustände führten zu starken Abweichungen der gemessenen von den theoretisch zu erwartenden Signalpegeln im Dämpfungsbereich von 80 - 90 dB und verfälschten somit die Messungen.

Bei speziellen Systemkonstellationen konnte sogar eine Selbsterregung

beobachtet werden, die bei Annäherung des Produktes $V \cdot \operatorname{Re}(k_r)$ an den Wert 1 eintreten kann.

Zur Reduzierung der Störungseinflüsse wurden Tiefpaßfilter an geeigneten Stellen der Schaltungen eingefügt und die letzte Verstärkerstufe über ein eigenes Netzteil betrieben. Dadurch wurde der Rückkopplungsfaktor k_r betragsmäßig soweit verringert, daß selbst bei maximaler Gesamtverstärkung V keine nennenswerte Signalbeeinflussung mehr zu beobachten war.

Zur Beurteilung des Auflösungsvermögens kleiner Dämpfungsunterschiede stellt Bild 5.2-6 die Ergebnisse einer Dämpfungsmessung von 0 bis 10 dB in 1 dB Schritten dar, wobei die 10 dB Messung als Bezugsmessung verwendet wurde.

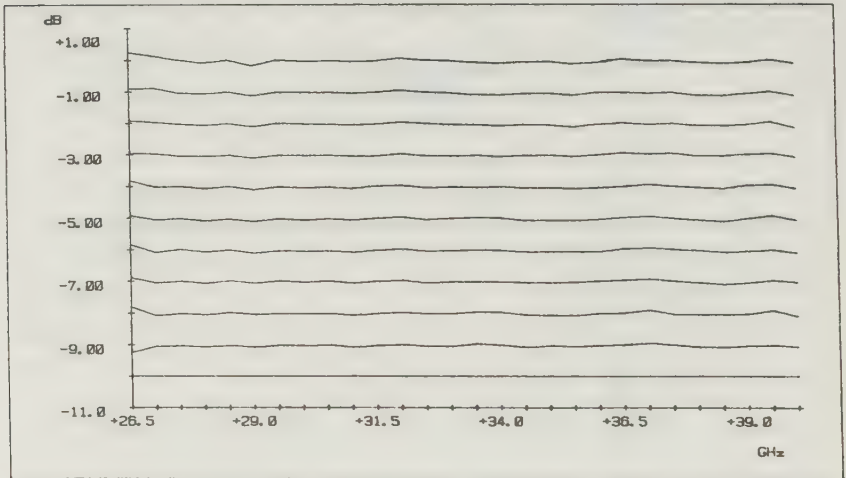


Bild 5.2-6: Transmissionsmessungen im Bereich 0-10 dB in 1 dB Schritten

Die gemessene Phase eines auf 180° eingestellten Phasenschiebers bei Dämpfungen von 50 dB, 80 dB und 90 dB zeigt Bild 5.2-7.

Die Reproduzierbarkeit der Messungen hängt von der exakt reproduzierbaren Frequenzeinstellung des Senders ab. Insbesondere Phasenmessungen reagieren empfindlich auf Frequenzschwankungen. Eine einfache theoretische Betrachtung soll die Gründe dafür aufzeigen.

Beim Aufbau des Meßsystems ergeben sich in der Regel unterschiedliche Längen $l_{\text{meß}}$, l_{LO} zwischen dem Meßzweig und dem Lokaloszillatorzweig.

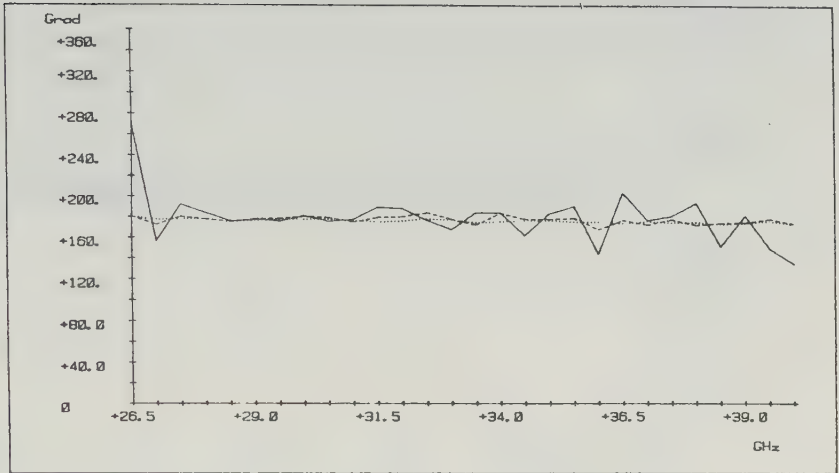


Bild 5.2-7: Messungen einer eingestellten Phase von 180° bei
 50 dB, ---- 80 dB, ——— 90 dB Dämpfung
 (bezogen auf 50 dB, 0°)

Eine Frequenzänderung Δf bewirkt infolge des Längenunterschiedes $\Delta l = l_{\text{meß}} - l_{L0}$ eine Änderung der Phase $\Delta \varphi$ zwischen beiden Signalen.

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi}{v_{\text{ph}}} \Delta l \Delta f \quad 5.2/4$$

Mit

$$v_{\text{ph}} = c \frac{f/f_c}{\sqrt{(f/f_c)^2 - 1}} \quad 5.2/5$$

$$f_c = c/(2a) ; a \hat{=} \text{Hohlleiterbreite} \quad 5.2/6$$

berechnet sich z.B. für eine Differenzlänge von $\Delta l = 1 \text{ m}$, $f = 33 \text{ GHz}$ und für $\Delta f = 10 \text{ MHz}$ die Phasenabweichung zu $\Delta \varphi \approx \pm 9^\circ$. Maßnahmen zur Reduzierung dieser Phasenschwankungen sind die Verwendung eines quarzstabilen Synthesegenerators und, soweit möglich, ein Längenabgleich des Meßsystems. Die mit dem bis auf ca. 20 cm abgeglichenen System erreichte Reproduzierbarkeit dokumentieren die Bilder 5.2-8, 5.2-9.

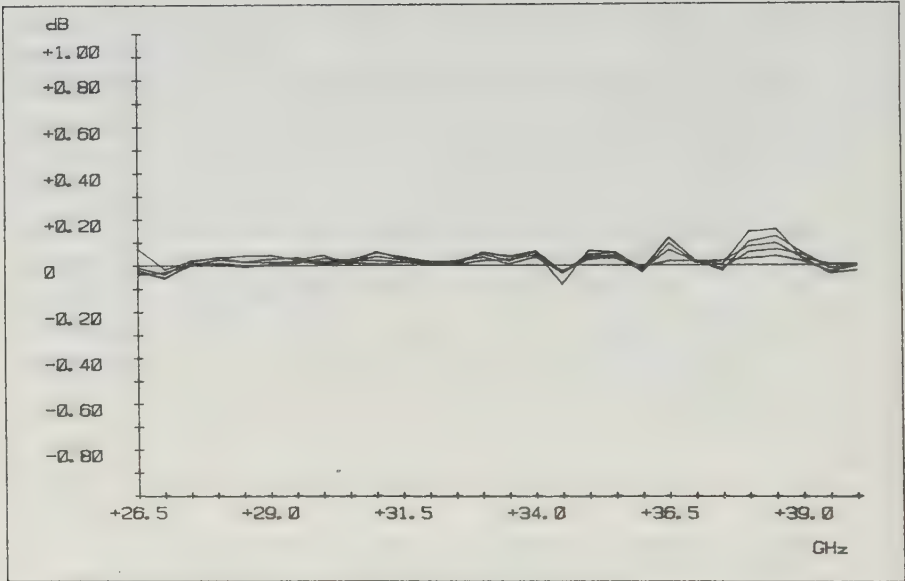


Bild 5.2-8: Amplitudenreproduzierbarkeit von fünf aufeinanderfolgenden Messungen

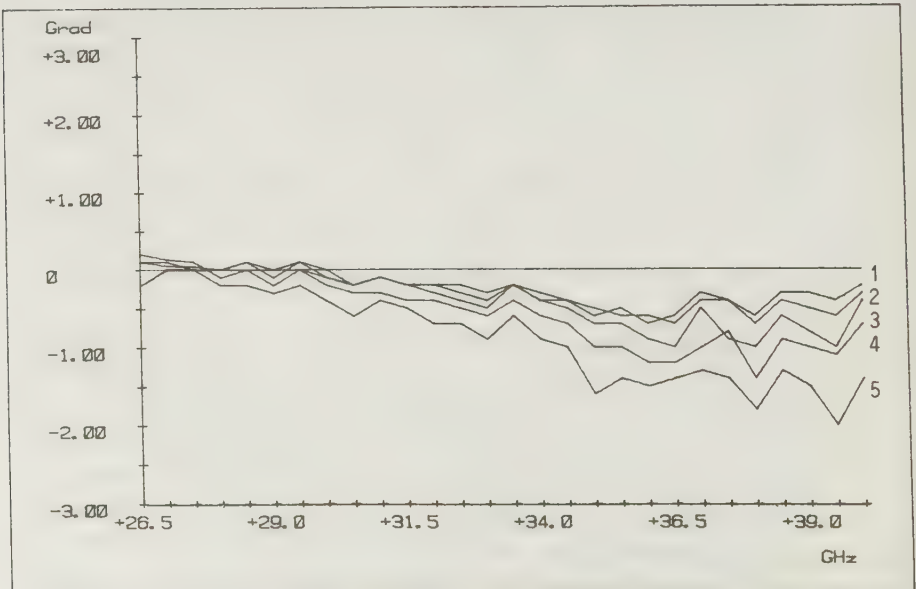


Bild 5.2-9: Phasenreproduzierbarkeit von fünf aufeinanderfolgenden Messungen 1-5

Insbesondere bei der Phasenmessung zeigen sich deutliche Abweichungen bei zunehmender Frequenz, deren Ursache in Temperaturänderungen des Senders (Gunn-Diode!) während der ca. 10 minütigen Meßzeit, verbunden mit entsprechenden Frequenzänderungen, liegt.

Zur Beurteilung der mit einem langzeitstabilen Sender erreichbaren Reproduzierbarkeit wurde der verwendete Sender auf Mittenfrequenz eingestellt und nach einer angemessenen Warmlaufzeit 5 Meßreihen mit je 28 Meßwerten hintereinander aufgenommen. Die Bilder 5.2-10 und 5.2-11 dokumentieren die erreichten Reproduzierbarkeiten.

Die zu erkennenden Amplitudenschwankungen von weniger als 0,05 dB und die Phasenschwankungen von $\pm 0,2^\circ$ werden im wesentlichen durch Kurzzeitschwankungen des Senders verursacht.

Die Abhängigkeit der Reproduzierbarkeit von der Transmissionsdämpfung stellen die Bilder 5.2-12, 5.2-13 dar. Aufgetragen über der eingestellten Dämpfung sind die maximal zu beobachtenden Amplitudenschwankungen von 40 Meßwerten, sowie die Standardabweichung der gemessenen Phase. Die Zunahme der Schwankungen zu höheren Dämpfungen wird durch stärkere Rauscheinflüsse bewirkt.

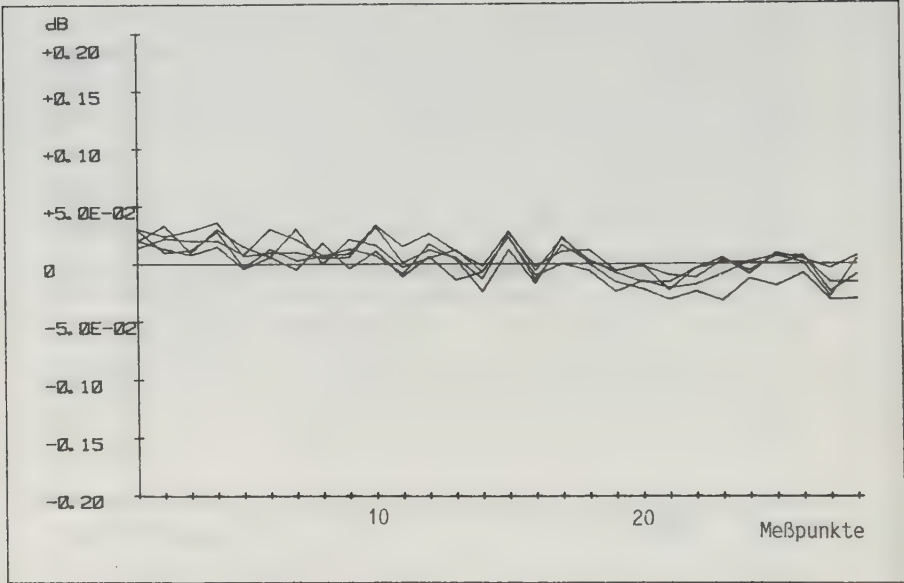


Bild 5.2-10: Amplitudenreproduzierbarkeit von 5 Messungen à 28 Meßwerte bei konstanter Senderfrequenz

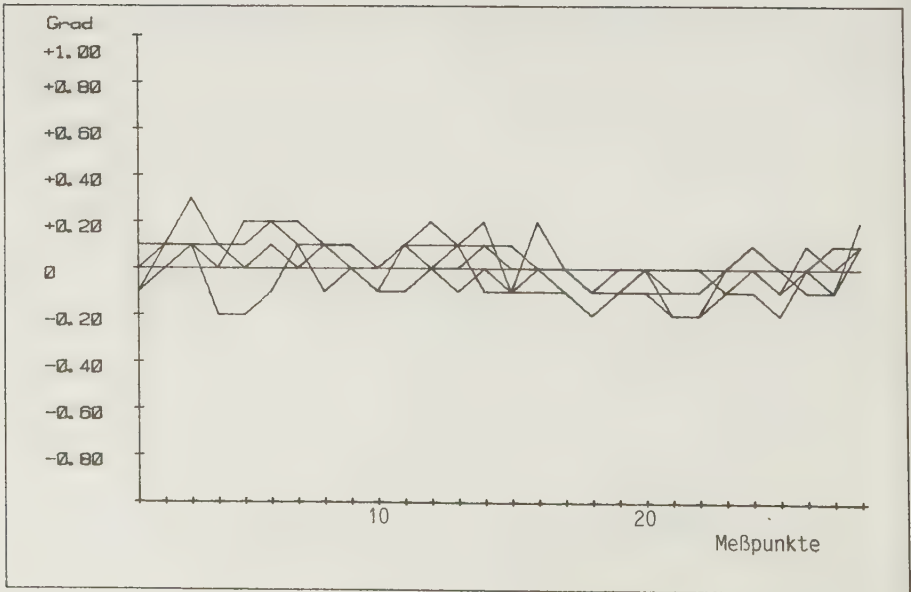


Bild 5.2-11: Phasenreproduzierbarkeit von 5 Messungen à 28 Meßwerte bei konstanter Senderfrequenz

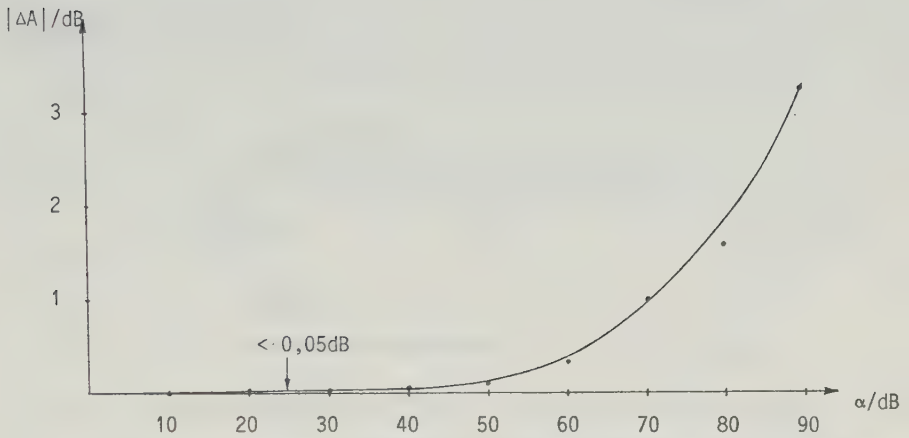


Bild 5.2-12: Maximale Schwankungen der Amplitudenmeßwerte als Funktion der eingestellten Dämpfung ($f=33\text{GHz}$)

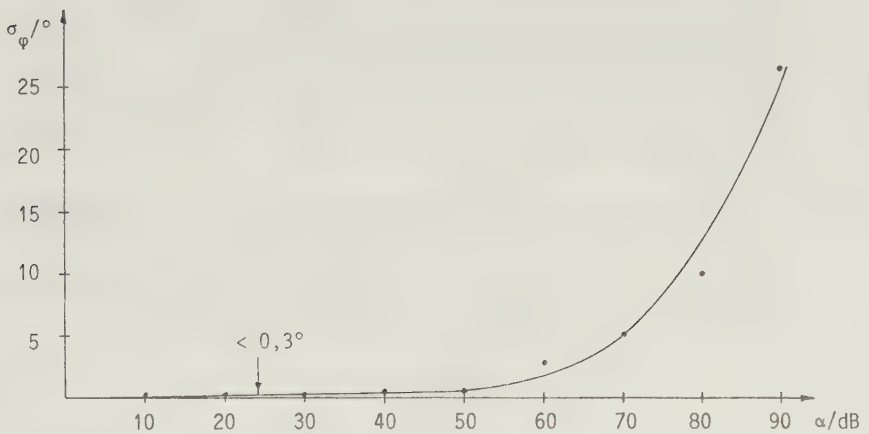


Bild 5.2-13: Standardabweichung der gemessenen Phasenwerte als Funktion der eingestellten Dämpfung ($f=33\text{GHz}$)

5.3 Meßergebnisse bei Verwendung eines Transmissions-Reflektions Testset

Zur Erweiterung des Meßsystems auf Transmissions-Reflektionsmessungen wurde ein Testset nach Bild 5.3-1 eingebaut.

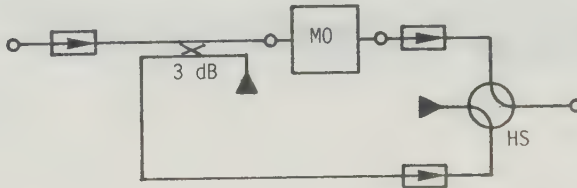


Bild 5.3-1: Skizze des Transmissions-Reflektions Testset

Mit dem Hohlleitungsschalter (HS) kann zwischen Transmissions- und Reflektionsmessungen umgeschaltet werden.

Den mit diesem Testset gemessenen Übersprecher zeigt Bild 5.3-2.

Der auf ca. -90 dB erhöhte Übersprecher im Vergleich zum Transmissionsystem wird durch die endliche Torisolation des Schalters von ca. 55 dB und der Kopplerdirektivität von ca. 35 dB, die Bild 5.3-3 entnommen werden kann, verursacht.

Die Transmissionsmessung einer 3 mm langen Hohlleitung zeigen die Bilder 5.3-4 und 5.3-5. Die gemessene Phase stimmt gut mit den theoretischen Werten (-57,7° bei 26,5 GHz bzw. -122,3° bei 40 GHz) überein.

Die Messungen bei einem 3 mm langen Offset-Kurzschluß (Bilder 5.3-6, 5.3-7) sind von relativ starken Störungen gekennzeichnet, deren Ursache in einer endlichen Toranpassung liegt. Für eine Toranpassung $|\underline{\Gamma}|$ von z.B. -20 dB ergeben sich nach Gleichung 5.3/1

$$\underline{R} = \frac{\underline{M}_{11}}{1 - \underline{\Gamma} \underline{M}_{11}} \quad 5.3/1$$

mit $|\underline{M}_{11}| = 1$ (Kurzschluß) Werte für den gemessenen Reflektionsfaktor im Bereich $|\underline{R}| \approx 1 \pm 0,1 \hat{=} \pm 1$ dB, während bei der Phase Abweichungen von $\arg(\underline{R}) \approx \arctan(\pm 0,1) \hat{=} \pm 5,7^\circ$ vorkommen können.

Die gemessenen Abweichungen von ca. $\pm 1,5$ dB und $\pm 10^\circ$ entsprechen einer Toranpassung von ca. 15 dB, die durch die endliche Anpassung der Richtungsleitungen (17 dB) mit den vorgeschalteten Hohlleitungen hervorgerufen wird.

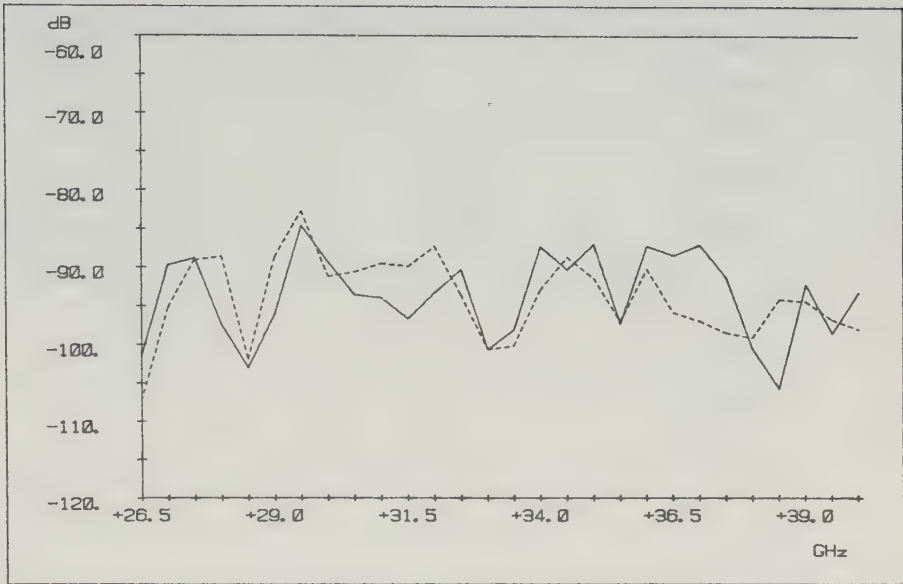


Bild 5.3-2: Messung des Übersprechers bei Verwendung eines Transmissions-Reflektions Testset (----- 100-fach gemittelt)

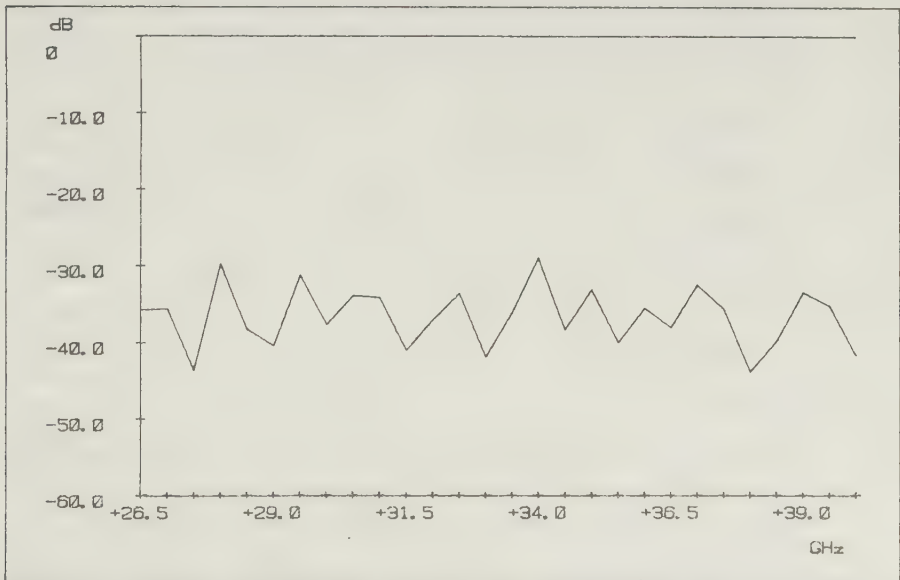


Bild 5.3-3: Reflektion eines Hohlleitungsabschlusses bezogen auf eine Kurzschlußmessung

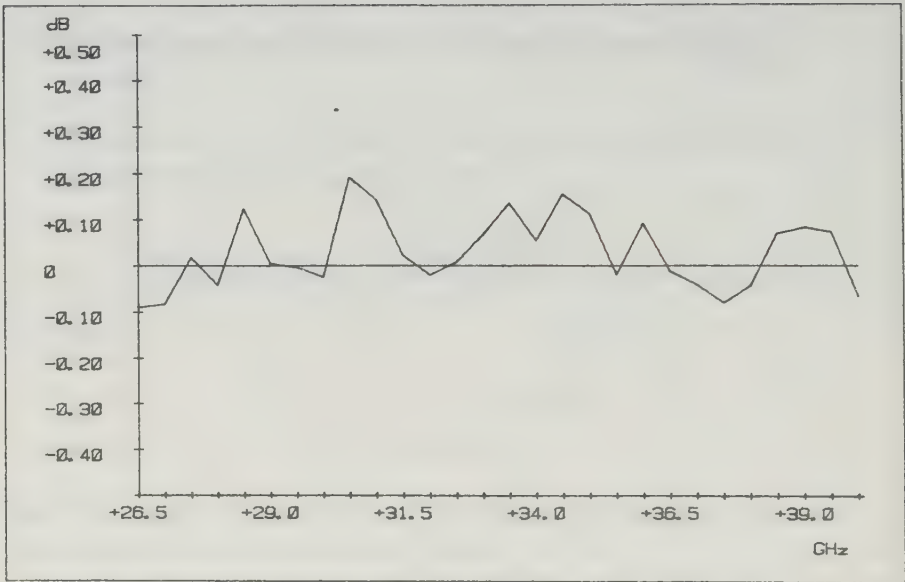


Bild 5.3-4: Gemessene Transmissionsdämpfung einer 3 mm langen Hohlleitung

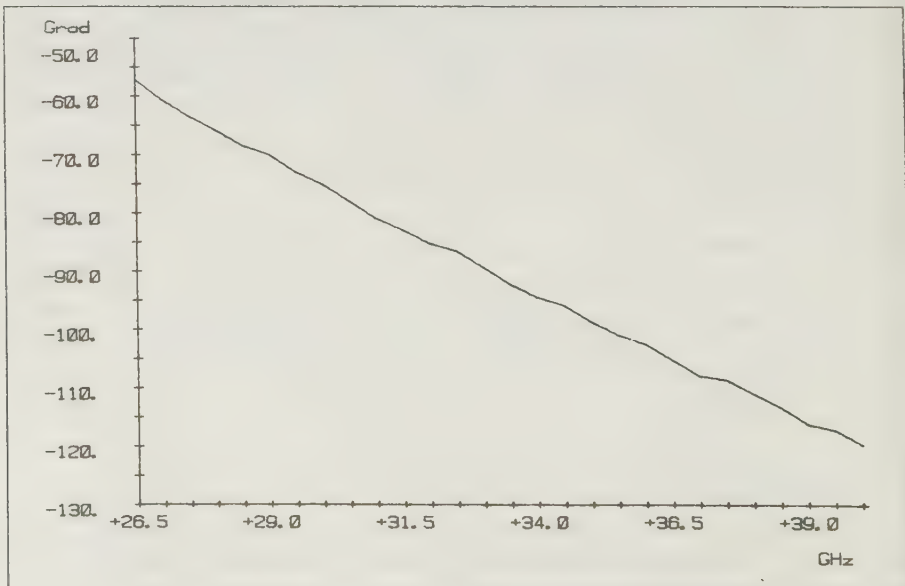


Bild 5.3-5: Gemessene Phase der Übertragungsfunktion einer 3 mm langen Hohlleitung

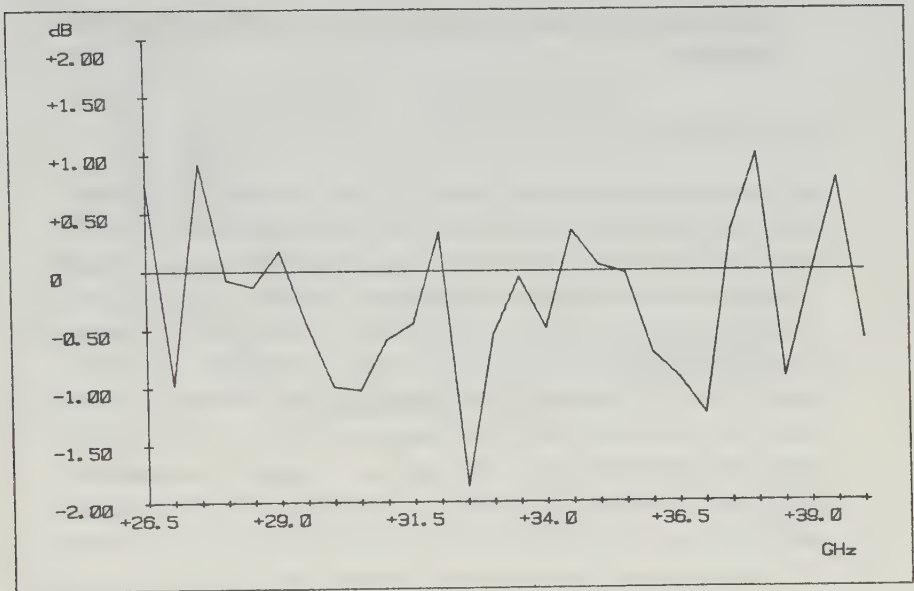


Bild 5.3-6: Gemessene Reflektion eines 3 mm Offset Kurzschlusses

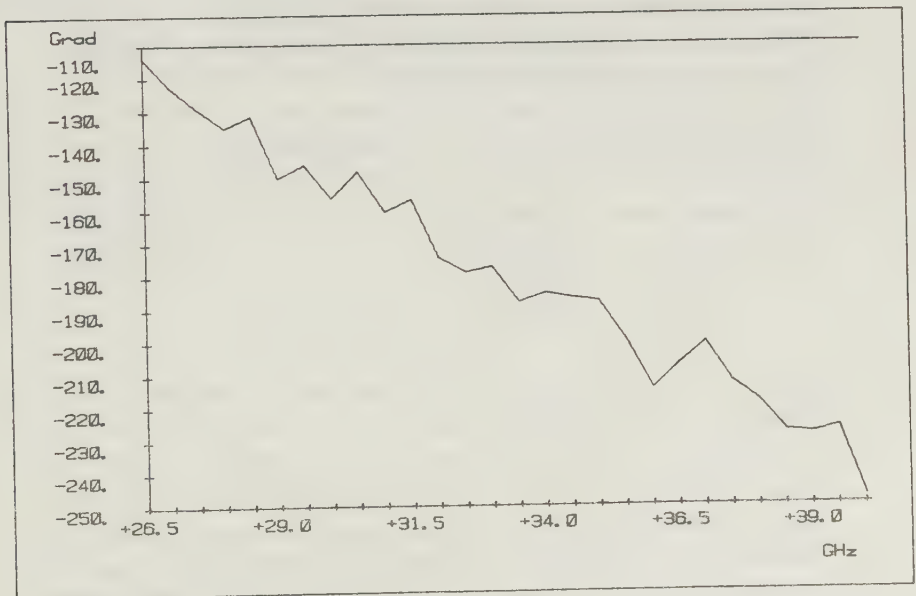


Bild 5.3-7: Phase des Reflektionsfaktors eines 3 mm langen Offset Kurzschlusses

5.4 Abschätzung des Meßdynamikbereichs und der theoretischen Meßgenauigkeit

5.4.1 Messung des Systemrauschens

Das Systemrauschen begrenzt die erreichbare Meßdynamik für kleine Signale. Ein Beitrag zum Systemrauschen wird vom Senderrauschen dadurch geliefert, daß sich die durch Amplitudenschwankungen erzeugten Rauschseitenbänder des Sendersignals über die endliche Balancierung des Mixers in den ZF-Bereich übertragen. Weitere Anteile des Systemrauschens werden vom Mixer und von den nachfolgenden Verstärkern erzeugt. Das Systemrauschen wurde am Ausgang des Bandpasses vermessen, wobei eine Rauschröhre mit einer Übertemperatur $T_G/T_0 \cong 16$ dB als Referenzquelle verwendet wurde. Bild 5.4.1-1 zeigt die gemessenen Effektivwerte der Rauschspannung mit eingeschalteter (Kurve A) und ausgeschalteter Rauschquelle (Kurve B), die direkt an die Richtungsleitung vor dem RF-Tor des Mixers angeschraubt wurde.

Die gemessene Rauschspannung bei Anschluß der Rauschquelle an dem mischerzugewandten Meßtor des Systems mit den nachfolgenden Millimeterwellenkomponenten zeigt Kurve C. Wie aus der Messung hervorgeht, tragen die Millimeterwellenkomponenten (Phasenschieber, Modulator) nicht nennenswert zum Rauschen bei.

Kurve D in Bild 5.4.1-1 zeigt das Systemrauschen bei mit einem 50 Ohm Widerstand abgeschlossenen Eingangsverstärker.

Die Systemrauschzahl F wurde nach der sogenannten Y-Faktor Methode [69] entsprechend der Beziehung

$$F = \frac{T_G/T_0 - 1}{Y - 1} \quad 5.4.1/1$$

mit $Y \cong P_{\text{Rauschröhre ein}} / P_{\text{Rauschröhre aus}}$ bestimmt.

Die aus den linearisierten Kurven A' bzw. B' berechnete Systemrauschzahl über der Frequenz ist in Bild 5.4.1-2 dargestellt.

Mit der Kenntnis der Systemrauschzahl kann die Meßdynamik theoretisch abgeschätzt werden. Das maximale Meßsignal ergibt sich z.B. bei 33 GHz zu:

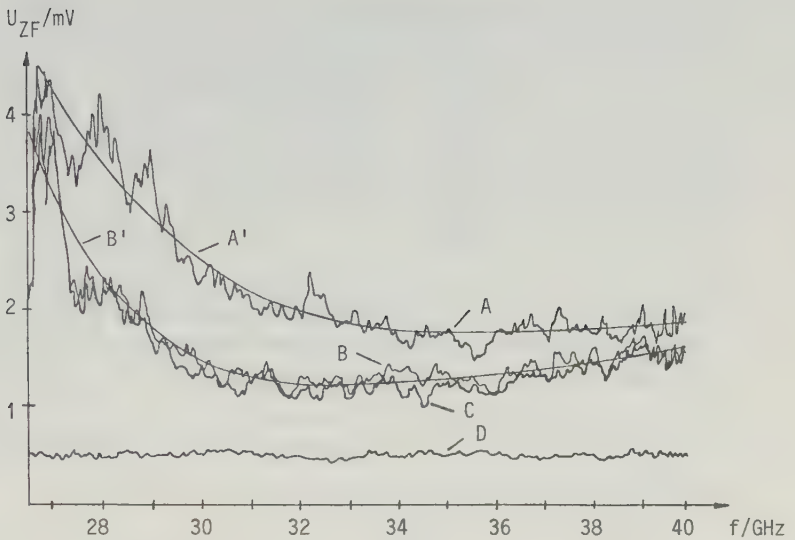


Bild 5.4.1-1: Meßkurven zur Berechnung der Systemrauschzahl

- A: Messung mit eingeschalteter Rauschröhre
- B: Messung mit ausgeschalteter Rauschröhre
- C: Messung wie B, jedoch mit HF-Komponenten
- D: Verstärkerrauschen bei Abschluß mit 50 Ohm
- A', B': linearisierte Kurven A, B

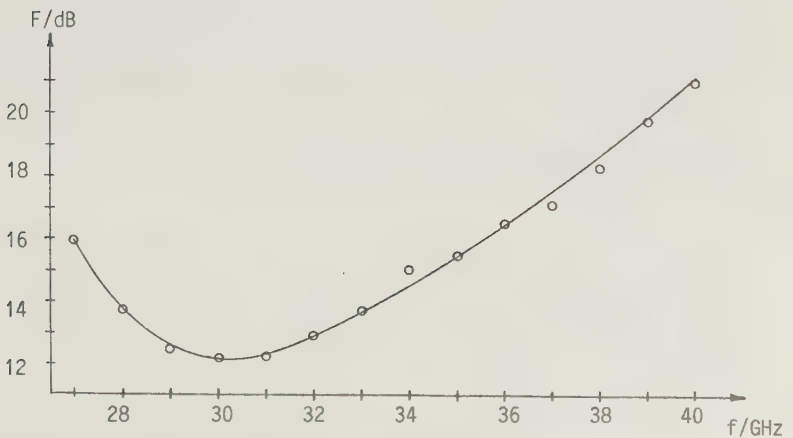


Bild 5.4.1-2: Rauschzahl des Systems in Abhängigkeit von der Frequenz

$$\begin{array}{rcl}
 11 \text{ dBm} & \hat{=} & P_{\text{Sender}} \\
 - 6 \text{ dB} & \hat{=} & \text{Kopplerabschwächung} \\
 - 20 \text{ dB} & \hat{=} & 2 \cdot \text{Modulatordämpfung} \\
 - 6 \text{ dB} & \hat{=} & 2 \cdot \text{Phasenschieberdämpfung} \\
 - 4 \text{ dB} & \hat{=} & 4 \cdot \text{Richtungsleitungsverluste} \\
 - 2 \text{ dB} & \hat{=} & \text{Leitungsverluste} \\
 \hline
 - 27 \text{ dBm} & \hat{=} & P_{\text{Signal,max}}
 \end{array}$$

(Anmerkung: Die Modulatorverluste setzen sich aus der statischen Transmissionsdämpfung und den dynamischen Verlusten von ca. 1 dB, die durch die von der Rechteckmodulation erzeugten Oberwellen hervorgerufen werden, zusammen.)

Die untere Meßgrenze soll dort angenommen werden, wo das Signal-Rauschverhältnis gleich eins wird.

Die Systemrauschleistung berechnet sich zu:

$$\begin{array}{rcl}
 - 174 \text{ dBm} & \hat{=} & P_{\text{Rausch,therm.}/1\text{Hz}} \\
 + 28,5 \text{ dB} & \hat{=} & \Delta f = 700 \text{ Hz} \text{ Meßbandbreite} \\
 + 14 \text{ dB} & \hat{=} & \text{Systemrauschzahl } F \\
 \hline
 - 131,5 \text{ dBm} & \hat{=} & P_{\text{Rausch,System}} = P_{\text{Signal,min}}
 \end{array}$$

Es ergibt sich somit ein theoretischer Meßdynamikbereich von ca. 104,5 dB. Durch die zu höheren Frequenzen zunehmenden Verluste und die ansteigende Systemrauschzahl F reduziert sich der Dynamikbereich bei 40 GHz auf ca. 96 dB.

5.4.2 Meßtechnische Rauschsimulation

Für eine Beurteilung der praktisch erreichten Meßdynamik ist es von Interesse, die Auswirkungen verschiedener Signal-Rauschverhältnisse auf die Messungen zu untersuchen. Dazu wurde eine Schaltung entwickelt [67], die durch Addition von künstlich erzeugtem Rauschen zu einem ungestörten Meßsignal verschiedene Signal-Rauschverhältnisse darstellen kann. Als Bezugssignal diene dabei die im Schaltzustand $\langle 0,0 \rangle$ maximal mit einem Phasenschieber einstellbare Ausgangsspannung des Meßsystems. Typische Amplitudenschwankungen der gemessenen Signale

für eingestellte Signal-Rauschverhältnisse von 0,3,6,10,20,30,52 dB zeigt Bild 5.4.2-1. Da die Phasenschwankungen nicht unabhängig von den Amplitudenschwankungen sind, erübrigt sich die zusätzliche Darstellung.

Ein Vergleich der Kurven mit den Transmissionsmessungen in Bild 5.2-1 zeigt, daß bei 80 dB Dämpfung die Amplitudenschwankungen einem Signal-Rauschverhältnis von 20 dB, bei 90 dB Dämpfung einem Verhältnis von ca. 10 dB entsprechen.

Der theoretisch abgeschätzte Meßdynamikbereich von ca. 100 dB wird durch dieses Ergebnis weitgehend bestätigt.

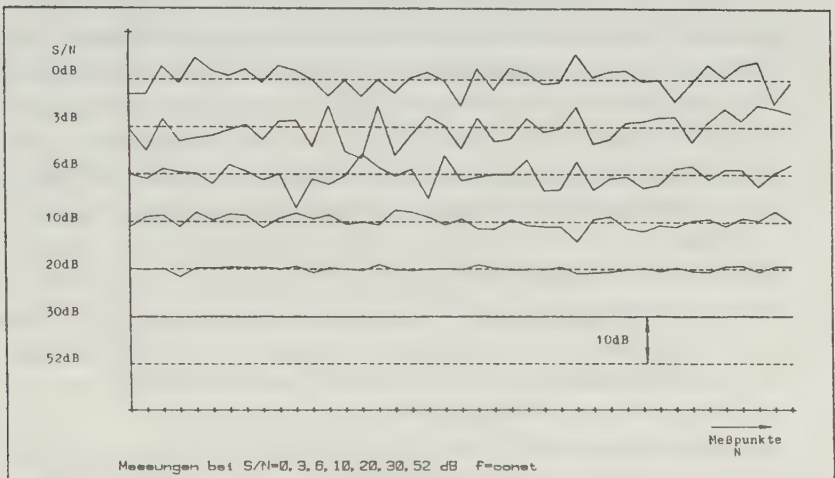


Bild 5.4.2-1: Auswirkung verschiedener Signal-Rauschverhältnisse auf die Amplitudenschwankungen der Meßwerte ($\Delta f=700$ Hz)

5.4.3 Meßgenauigkeitsabschätzung

Die meßtechnische Überprüfung der Meßgenauigkeit ist problematisch, da keine Meßobjekte mit exakt bekannten Eigenschaften zur Verfügung stehen. Es kann deshalb an dieser Stelle nur die theoretisch erreichbare Meßgenauigkeit abgeschätzt werden.

Ursachen für Meßfehler sind vor allem Verkopplungseffekte der Phasenschieber, die durch schaltzustandsabhängige Reflektionen entstehen. Das gesamte Übertragungsverhalten der kaskadierten Phasenschieber kann deshalb nicht mehr als das Produkt der bei idealer Entkopplung vorliegenden Einzeltransmissionsfaktoren p_i aufgefaßt werden. Die exakte Berechnung der durch die Verkopplung verursachten Fehler erfordert die genaue Kenntnis der Streuparameter aller Systemkomponenten. Da insbesondere die Reflektionseigenschaften häufig nicht bezüglich der Phase spezifiziert sind, läßt sich diese Berechnung nur in Ausnahmefällen durchführen. Gärtner hat deshalb in seiner Arbeit [34] eine "worst case" Betrachtung für verschiedene Systemkonfigurationen angestellt. Für ein zweistufiges System, daß dem hier realisierten Millimeterwellennetzwerkanalysator nahe kommt, gibt Gärtner bei einer Entkopplung der Phasenschieber von - 20 dB, einem Reflektionsfaktor der Phasenschieber von - 10 dB und einer Quell- bzw. Lastanpassung von - 15 dB eine effektive Störunterdrückung S_{eff} von ca. 40 dB an. Nach Tabelle I entspricht dies einem maximalen Amplitudenmeßfehler von 0,08 dB und einem Phasenfehler von 0,57°.

Bei der Bewertung dieser Daten darf nicht übersehen werden, daß bei Breitbandmessungen die Meßgenauigkeit zusätzlich durch die Frequenzreproduzierbarkeit des Senders beeinflußt wird. Darüberhinaus bewirken Abweichungen von den in der Streuparameterdefinition als ideal angenommenen Meßtoreigenschaften systematische Fehler bei den Messungen. Sofern diese Fehler linear bezüglich des Meßsignalpegels und reproduzierbar sind, können sie allerdings durch einen Korrekturalgorithmus, der in Kapitel 6 näher erläutert wird, reduziert werden.

6. Einführung einer Systemfehlerkorrektur

6.1 Theorie

Eine genaue Bestimmung der Meßobjektstreuparameter setzt voraus, daß die zum Meßobjekt hin- und die von ihm rücklaufenden Wellen $\underline{a}_i$, $\underline{b}_i$ fehlerfrei gemessen werden können (Bild 6.1-1).

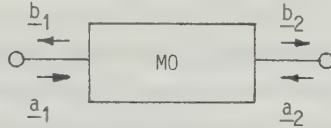


Bild 6.1-1: Wellengrößen an den Meßobjektoren

Reale Meßsysteme führen jedoch immer zu Beeinflussungen dieser Wellengrößen wegen der nicht idealen Eigenschaften der Hochfrequenzkomponenten. Die dadurch entstehenden Meßfehler, die als reproduzierbar und vom Signalpegel unabhängig angenommen werden - im folgenden "systematische Fehler" genannt - können zu Fehlerzweitoren zusammengefaßt werden, die jeweils vor und hinter dem Meßobjekt angeordnet zu denken sind (Bild 6.1-2).

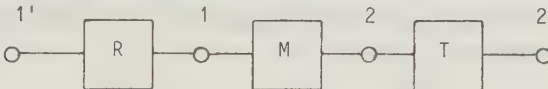


Bild 6.1-2: Zusammenfassung systematischer Fehler zu Fehlerzweitoren

R, T, zwischen denen das Meßobjekt M angeordnet ist

Bezüglich der Klemmen 1'-2' ist der Netzwerkanalysator im weiteren als ideal zu betrachten.

Die Streuparameter der Fehlerzweitore R, T sind mit den im folgenden näher diskutierten systematischen Fehlern verknüpft.

Bei Reflektionsmessungen verwendet man in der Hochfrequenztechnik zur Trennung der auf das Meßobjekt zulaufenden und von ihm reflektierten Signale Koppler in verschiedensten technischen Realisierungen.

Das Vermögen eines Kopplers, ein eingespeistes und reflektiertes Signal zu trennen, wird als **Direktivität** bezeichnet. Der bei realen Kopplern endliche Wert der Direktivität führt dazu, daß selbst bei perfekter Anpassung des Meßobjektes ein scheinbar reflektiertes Signal gemessen wird, was einen Fehler verursacht. Die endliche Direktivität des Meßsystems wird durch den Streuparameter R_{11} des Fehlerzweitores R repräsentiert.

Das vom Meßobjekt reflektierte Signal hat auf seinem Weg zum Empfänger (Mischer) mehrere Komponenten (Leitungen, Schalter, Koppler, ...) durchlaufen, die ihrerseits **frequenzabhängige Übertragungseigenschaften** aufweisen. Diese Beeinflussung des Meßsignals wird durch das Produkt der Streuparameter $R_{21}R_{12}$ erfaßt.

Eine weitere Veränderung des vom Meßobjekt reflektierten Signals kann sich durch eine Fehlanpassung des Systemtores 1 ergeben, die zu Mehrfachreflektionen führt. Die Fehlanpassung dieses der Hochfrequenzquelle zugewandten Meßtores bezeichnet man auch als **Quellanpassung**. Sie wird durch den Streuparameter R_{22} beschrieben.

Die bislang erwähnten Fehlergrößen sind ausreichend, um die Beeinflussung der Reflektionsmessung durch Systemfehler bei einem Eintor vollständig zu erfassen.

Bei einer Reflektionsmessung an einem Zweitore erweist sich als eine weitere Fehlerquelle eine Fehlanpassung des Meßtores 2. Diese Fehlanpassung, verbunden mit einem Reflektionsfaktor am Tor 2 des Meßobjektes, führt zu Mehrfachreflektionen des Signals, die sich über den rückwärtigen Transmissionsfaktor M_{12} des Meßobjektes abgeschwächt dem an Tor 1 reflektierten Signal überlagern. Die endliche **Lastanpassung** wird durch den Streuparameter I_{11} dokumentiert.

Bei Transmissionsmessungen müssen neben der **Quell-** und **Lastanpassung**, die bereits durch R_{22} , I_{11} erfaßt wurden, auch wieder der **Frequenzgang** des Systems berücksichtigt werden, der durch das Produkt $R_{21}I_{21}$ angegeben wird.

Damit sind alle Fehlerquellen beschrieben, die in den Fehlerzweitoren

nach Bild 6.1-2 zusammengefaßt wurden. Zusätzlich muß man jedoch beachten, daß bei Transmissionsmessungen Signalanteile ohne das Meßobjekt zu durchlaufen auf unbekannten Wegen zum Empfangsmischer gelangen können. Dieses sich dem eigentlichen Meßsignal überlagernde Störsignal wird als **Übersprecher** $\underline{UE}$ bezeichnet und muß bei einer Systemfehlerkorrektur mit berücksichtigt werden.

Bei einem Meßsystem mit einem S-Parameter Testset, das die Signaleinspeisung zwischen den Meßtoren 1 und 2 umschalten kann, müssen für jeden der beiden Schaltzustände jeweils 6 Fehlerterme, beschrieben durch $\underline{UE}_1, \underline{UE}_2, [\underline{R}], [\underline{T}]$ bzw. $[\underline{V}], [\underline{W}]$ erfaßt werden, so daß sich insgesamt 12 voneinander unabhängige Fehlerterme ergeben.

Die vom Netzwerkanalysator fehlerhaft gemessenen Streuparameter $[\underline{S}]$ eines Zweitores $[\underline{M}]$ lassen sich nach folgenden Formeln berechnen.

$$\underline{S}_{11} = \frac{\Delta \underline{R} (\Delta \underline{M} \underline{T}_{11} - \underline{M}_{11}) + \underline{R}_{11} (1 - \underline{M}_{22} \underline{T}_{11})}{\underline{R}_{22} (\Delta \underline{M} \underline{T}_{11} - \underline{M}_{11}) + 1 - \underline{M}_{22} \underline{T}_{11}} \quad 6.1/1$$

$$\underline{S}_{12} = \frac{\underline{V}_{21} \underline{M}_{12} \underline{W}_{21}}{\underline{V}_{22} (\Delta \underline{M} \underline{W}_{11} - \underline{M}_{22}) + 1 - \underline{M}_{11} \underline{W}_{11}} + \underline{UE}_2 \quad 6.1/2$$

$$\underline{S}_{21} = \frac{\underline{R}_{21} \underline{M}_{21} \underline{T}_{21}}{\underline{R}_{22} (\Delta \underline{M} \underline{T}_{11} - \underline{M}_{11}) + 1 - \underline{M}_{22} \underline{T}_{11}} + \underline{UE}_1 \quad 6.1/3$$

$$\underline{S}_{22} = \frac{\Delta \underline{V} (\Delta \underline{M} \underline{W}_{11} - \underline{M}_{22}) + \underline{V}_{11} (1 - \underline{M}_{11} \underline{W}_{11})}{\underline{V}_{22} (\Delta \underline{M} \underline{W}_{11} - \underline{M}_{22}) + 1 - \underline{M}_{11} \underline{W}_{11}} \quad 6.1/4$$

mit $\Delta \hat{=}$ Determinante der Matrix

Ziel des weiteren Vorgehens ist es, aus den gemessenen Streuparametern $[\underline{S}]$ die originalen Meßobjektstreuparameter $[\underline{M}]$ zu ermitteln.

In der Literatur [70,71,72,73] sind dazu Verfahren angegeben, die unter dem Begriff "12-Term Fehlerkorrektur" bekannt sind.

Die ebenfalls angewendete "8-Term Fehlerkorrektur" [74] berücksichtigt nur ein eingeschränktes Fehlermodell unter Vernachlässigung der Lastanpassung und des Übersprechers, so daß sie als Untermenge des 12-Term Verfahrens betrachtet werden kann.

Ausgehend von den Gleichungen 6.1/1-4 können die gesuchten Meßobjektstreuparameter in Abhängigkeit von den Fehlertermen und den Meßwerten dargestellt werden.

$$\underline{M}_{11} = \frac{\left[\frac{S_{11}-R_{11}}{R_{12}R_{21}} \right] \cdot \left[1 + \frac{S_{22}-V_{11}}{V_{12}V_{21}} \cdot V_{22} \right] - \left[\frac{S_{21}-UE_1}{R_{21}T_{21}} \cdot \frac{S_{12}-UE_2}{V_{21}W_{21}} \cdot T_{11} \right]}{\left[1 + \frac{S_{11}-R_{11}}{R_{12}R_{21}} \cdot R_{22} \right] \cdot \left[1 + \frac{S_{22}-V_{11}}{V_{12}V_{21}} \cdot V_{22} \right] - \left[\frac{S_{21}-UE_1}{R_{21}T_{21}} \cdot \frac{S_{12}-UE_2}{V_{21}W_{21}} \cdot T_{11} \cdot W_{11} \right]} \quad 6.1/5$$

$$\underline{M}_{21} = \frac{\left[1 + \frac{S_{22}-V_{11}}{V_{12}V_{21}} \cdot (V_{22}-T_{11}) \right] \cdot \left[\frac{S_{21}-UE_1}{R_{21}T_{21}} \right]}{\left[1 + \frac{S_{11}-R_{11}}{R_{12}R_{21}} \cdot R_{22} \right] \cdot \left[1 + \frac{S_{22}-V_{11}}{V_{12}V_{21}} \cdot V_{22} \right] - \left[\frac{S_{21}-UE_1}{R_{21}T_{21}} \cdot \frac{S_{12}-UE_2}{V_{21}W_{21}} \cdot T_{11} \cdot W_{11} \right]} \quad 6.1/6$$

$$\underline{M}_{12} = \frac{\left[1 + \frac{S_{11}-R_{11}}{R_{12}R_{21}} \cdot (R_{22}-W_{11}) \right] \cdot \left[\frac{S_{12}-UE_2}{V_{21}W_{21}} \right]}{\left[1 + \frac{S_{11}-R_{11}}{R_{12}R_{21}} \cdot R_{22} \right] \cdot \left[1 + \frac{S_{22}-V_{11}}{V_{12}V_{21}} \cdot V_{22} \right] - \left[\frac{S_{21}-UE_1}{R_{21}T_{21}} \cdot \frac{S_{12}-UE_2}{V_{21}W_{21}} \cdot T_{11} \cdot W_{11} \right]} \quad 6.1/7$$

$$\underline{M}_{22} = \frac{\left[\frac{S_{22}-V_{11}}{V_{12}V_{21}} \right] \cdot \left[1 + \frac{S_{11}-R_{11}}{R_{12}R_{21}} \cdot R_{22} \right] - \left[\frac{S_{21}-UE_1}{R_{21}T_{21}} \cdot \frac{S_{12}-UE_2}{V_{21}W_{21}} \cdot W_{11} \right]}{\left[1 + \frac{S_{11}-R_{11}}{R_{12}R_{21}} \cdot R_{22} \right] \cdot \left[1 + \frac{S_{22}-V_{11}}{V_{12}V_{21}} \cdot V_{22} \right] - \left[\frac{S_{21}-UE_1}{R_{21}T_{21}} \cdot \frac{S_{12}-UE_2}{V_{21}W_{21}} \cdot T_{11} \cdot W_{11} \right]} \quad 6.1/8$$

Wie aus den Gleichungen zu erkennen ist, müssen für eine Fehlerkorrektur alle vier Streuparameter gemessen werden. Die noch unbekannten Fehlerterme $[R]$, $[T]$, $[V]$, $[W]$ sind meßtechnisch dadurch bestimmbar, daß man sogenannte Kalibrierstandards, deren Eigenschaften sehr genau bekannt sein müssen, vermißt.

Bei Hohlleitungen bieten sich als Kalibrierstandards Kurzschlüsse mit vorgeschalteten Leitungen unterschiedlicher Längen, ein reflektionsfreier Abschluß und ein Stück Hohlleitung an. Mit Hilfe dieser Elemente können die Fehlerterme folgendermaßen ermittelt werden.

Es werden zunächst sechs Messungen E_i durchgeführt, mit denen folgende Gleichungen aufgestellt werden können.

Reflektionsmessung an Tor 1:

Messung bei reflektionsfreiem Abschluß ($S_{11}=0$):

$$E_1 = R_{11} \quad 6.1/9$$

Abschluß mit einem Kurzschluß ($S_{11}=-1$):

$$E_2 = \frac{R_{11} - \Delta R (-1)}{1 - R_{22} (-1)} \quad 6.1/10$$

Abschluß mit einem Offset Kurzschluß ($S_{11}=-e^{-2\gamma l_1}$):

$$E_3 = \frac{R_{11} - \Delta R (-e^{-2\gamma l_1})}{1 - R_{22} (-e^{-2\gamma l_1})} \quad 6.1/11$$

Verbindung der Meßtore mit einer Leitung der Länge l_2 :

$$E_4 = \frac{R_{11} - \Delta R T_{11} e^{-2\gamma l_2}}{1 - R_{22} T_{11} e^{-2\gamma l_2}} \quad 6.1/12$$

Transmissionsmessung von Tor 1 nach Tor 2 :

Verbindung der Meßtore mit der Leitung l_2 :

$$E_5 = U E_1 + \frac{R_{21} e^{-\gamma l_2} T_{21}}{1 - R_{22} T_{11} e^{-2\gamma l_2}} \quad 6.1/13$$

Reflektionsfreier Abschluß der Tore 1 und 2:

$$\underline{E}_6 = \underline{U}E_1 \quad 6.1/14$$

In gleicher Weise führt man diese Messungen bei Signaleinspeisung in Tor 2 durch und erhält so die **Meßergebnisse** $\underline{E}_7$ bis $\underline{E}_{12}$, die mit den Fehlerparametern $[\underline{V}], [\underline{W}]$ und $\underline{U}E_2$ analog zu den Gleichungen 6.1/9 - 6.1/14 verknüpft sind. Aus den **Meßwerten** $\underline{E}_1$ lassen sich die Fehlerparameter nach folgenden Gleichungen berechnen.

$$\underline{R}_{11} = \underline{E}_1 \quad 6.1/15$$

$$\underline{R}_{22} = \frac{(\underline{E}_2 - \underline{E}_1) e^{-2\gamma_1} + \underline{E}_1 - \underline{E}_2}{(\underline{E}_3 - \underline{E}_2) e^{-2\gamma_1}} \quad 6.1/16$$

$$\underline{R}_{12}\underline{R}_{21} = \frac{(1 - e^{-2\gamma_1})(\underline{E}_1 - \underline{E}_2)(\underline{E}_1 - \underline{E}_3)}{(\underline{E}_3 - \underline{E}_2) e^{-2\gamma_1}} \quad 6.1/17$$

$$\underline{T}_{11} = \frac{(\underline{E}_4 - \underline{E}_1) e^{2\gamma_1}}{\underline{R}_{12}\underline{R}_{21} + (\underline{E}_4 - \underline{E}_1) \underline{R}_{22}} \quad 6.1/18$$

$$\underline{R}_{21}\underline{T}_{21} = (\underline{E}_5 - \underline{E}_6)(1 - \underline{R}_{22} \underline{T}_{11}) e^{-2\gamma_1} e^{\gamma_1} \quad 6.1/19$$

$$\underline{U}E_1 = \underline{E}_6 \quad 6.1/20$$

Die Parameter $[\underline{V}], [\underline{W}], \underline{U}E_2$ berechnen sich nach den gleichen Beziehungen bei Einsetzen der **Meßgrößen** $\underline{E}_7$ bis $\underline{E}_{12}$. Mit der Kenntnis der Fehlergrößen ist die Korrektur der Meßwerte nach den Gleichungen 6.1/5 - 6.1/8 möglich.

Bei Systemen, die nur über ein Transmissions-Reflektions Testset verfügen, können nur 6 Fehlerterme berücksichtigt werden. Da durch die manuelle Vertauschung des Meßobjektes jedoch immer die gleichen Fehlerterme wirksam werden, kann man die Gleichungen 6.1/5 - 8 unter Ausnutzung der Äquivalenz $[\underline{R}]=[\underline{V}], [\underline{T}]=[\underline{W}]$ weiter anwenden.

Für eine sinnvolle Anwendung des 12-Term Fehlerkorrekturverfahrens muß durch eine geeignete Konstruktion des Testset sichergestellt werden, daß die Fehlerterme für Transmissions- und Reflektionsmessungen identisch sind. Veränderliche Fehlerparameter können meßtechnisch nicht erfaßt werden.

Bei der Bestimmung des Reflektionsfaktors eines Eintores kann eine 3-Term Fehlerkorrektur angewendet werden. Eine Messung des Reflektionsfaktors ergibt:

$$\underline{S}_{11} = \underline{R}_{11} + \frac{\underline{R}_{12} \underline{R}_{21} \underline{M}_{11}}{1 - \underline{R}_{22} \underline{M}_{11}} \quad 6.1/21$$

Kennt man die Fehlerparameter $\underline{R}_{11}, \underline{R}_{12} \underline{R}_{21}, \underline{R}_{22}$, so kann diese Messung nach Gleichung 6.1/22 korrigiert werden.

$$\underline{M}_{11} = \frac{\underline{S}_{11} - \underline{R}_{11}}{\underline{R}_{12} \underline{R}_{21} + \underline{R}_{22} (\underline{S}_{11} - \underline{R}_{11})} \quad 6.1/22$$

6.2 Meßergebnisse

Mit Hilfe der in 6.1 beschriebenen Verfahren wurden verschiedene Messungen fehlerkorrigiert. Bild 6.2-1 zeigt die Messung der Reflektion eines Hohlleitungsabschlusses ($|\underline{r}| < 40$ dB) mit vorgeschalteter 10 cm langer Hohlleitung bezogen auf die Messung eines Kurzschlusses sowie die fehlerkorrigierten Ergebnisse. Die effektive Direktivität des Meßsystems wurde von ca. -35 dB auf etwa -43 dB verbessert.

Die Bilder 6.2-2, 6.2-3 stellen die Reflektionsmessungen eines 4 mm langen Offset Kurzschlusses dar. Die Reduzierung der Welligkeit der Meßkurven sowohl hinsichtlich der Phase als auch der Amplitude entspricht einer von ca. -17 dB auf ca. -32 dB verbesserten Quellenanpassung.

Während bei den Reflektionsmessungen deutliche Reduzierungen der Systemfehler erreicht werden konnten, ergaben sich bei Transmissionsmessungen keine nennenswerten Verbesserungen.

Die Bilder 6.2-4 bis 6.2-6 stellen die Meßergebnisse für eine 3 mm lange Hohlleitung dar. Wie zu erkennen ist, unterscheiden sich die fehlerkorrigierten Kurven der Transmissionsmessung nicht wesentlich von den bezogenen Meßkurven. Die Gründe dafür liegen in der relativ geringen Empfindlichkeit der Transmissionsmeßgrößen gegenüber störenden Mehrfachreflektionen. Auf der anderen Seite bewirkt wahrscheinlich die endliche Frequenzreproduzierbarkeit des Senders, die sich in Phasenschwankungen der Meßwerte äußern kann, daß die Fehlerkorrektur zu keinen wesentlichen Verbesserungen führte.

Im Gegensatz zu der Eintorfehlerkorrektur, die nur wenige Meßgrößen benötigt und auch zeitlich schneller durchgeführt werden kann, ist die 12-Term Fehlerkorrektur aufgrund der komplexen mathematischen Operationen empfindlicher für solche Phasenschwankungen.

Die aufgrund dieser Phasenschwankungen gesetzte Grenze für die Meßwertverbesserungen durch die Fehlerkorrektur soll im nachfolgenden Kapitel quantitativ untersucht werden.

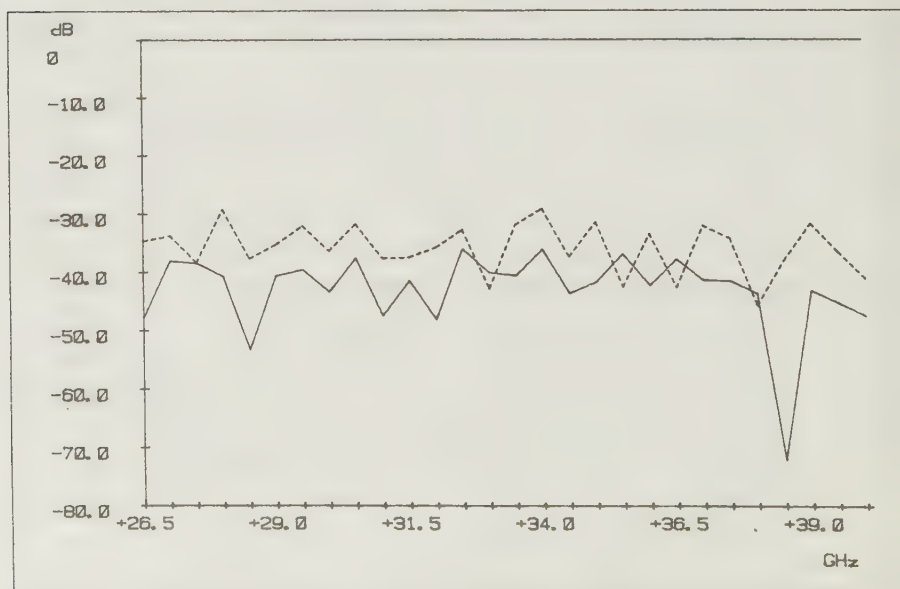


Bild 6.2-1: Messung der Reflektion eines Hohlleitungsabschlusses mit vorgeschalteter 10 cm langer Hohlleitung
— mit ---- ohne Fehlerkorrektur

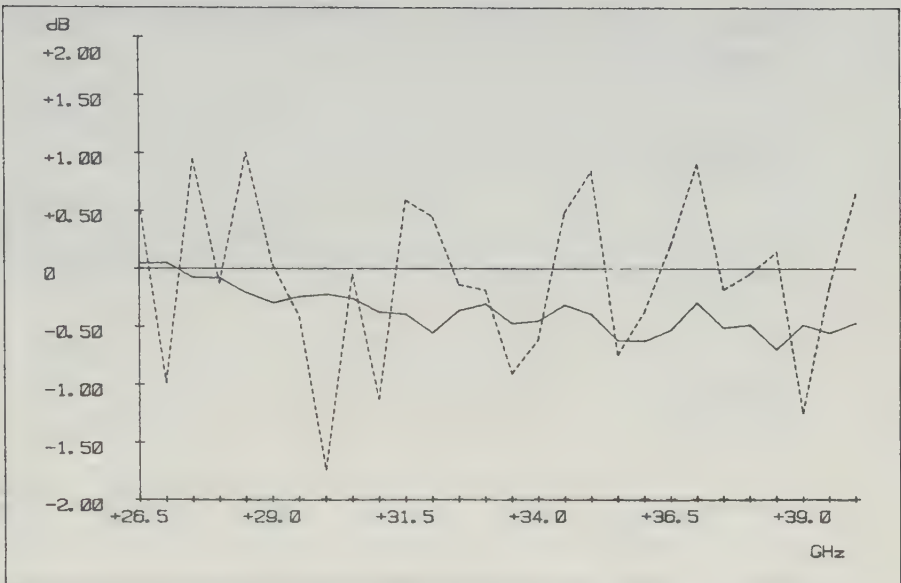


Bild 6.2-2: Messung der Reflektionsdämpfung eines 4 mm Offset Kurzschlusses
—— fehlerkorrigiert ---- bezogen auf einen Kurzschluß

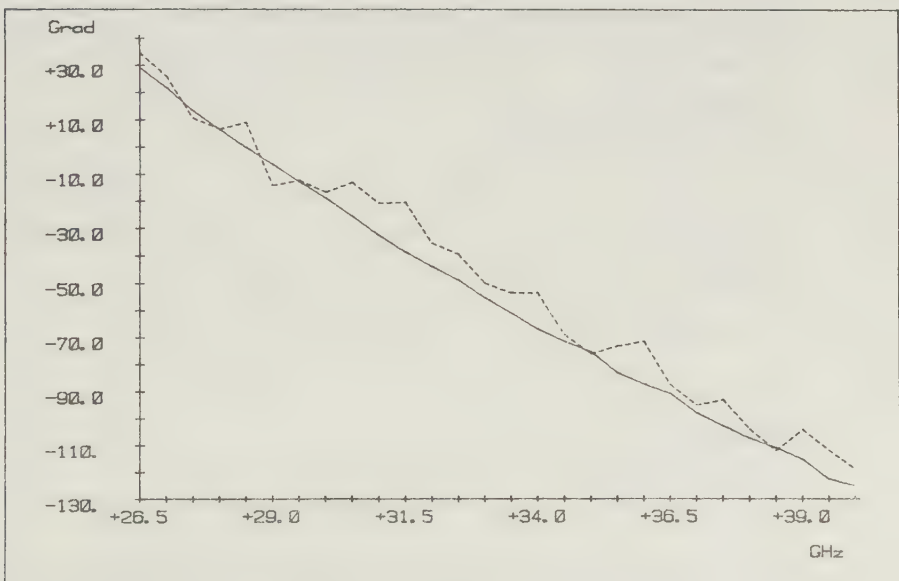


Bild 6.2-3: Messung der Reflektionsphase eines 4 mm Offset Kurzschlusses
—— fehlerkorrigiert ---- bezogen auf einen Kurzschluß

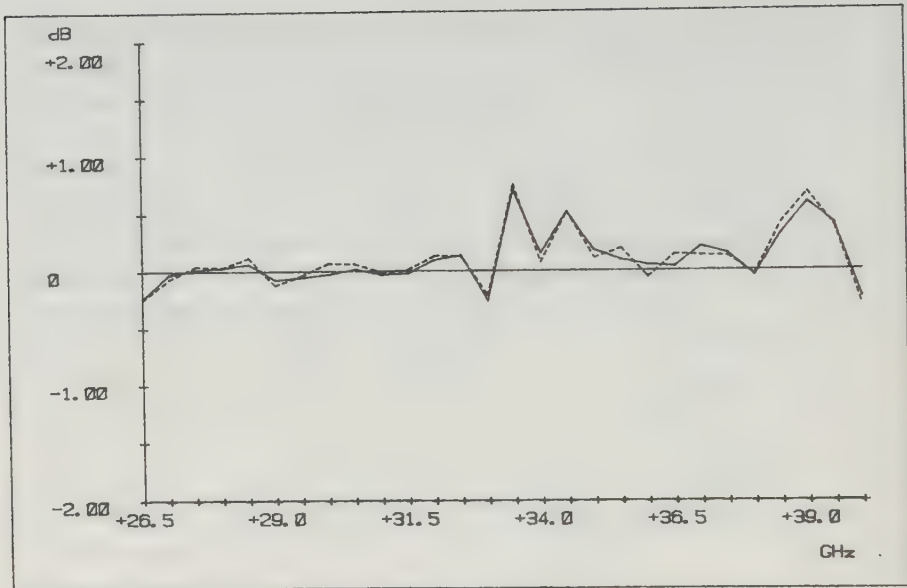


Bild 6.2-4: Gemessene Transmissionsdämpfung einer 3 mm langen Hohlleitung
— mit ——— ohne Fehlerkorrektur

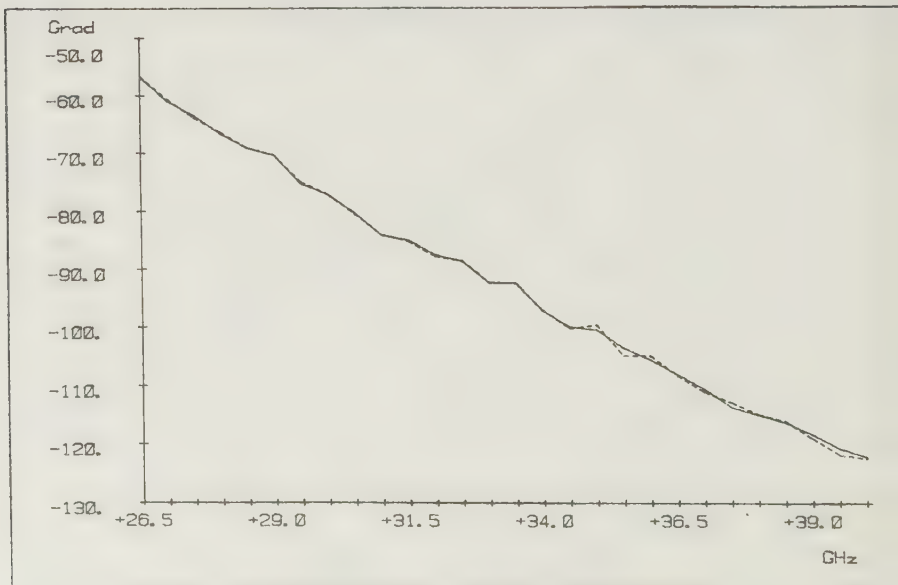


Bild 6.2-5: Gemessene Phase des Transmissionsfaktors einer 3 mm langen Hohlleitung
— mit ——— ohne Fehlerkorrektur

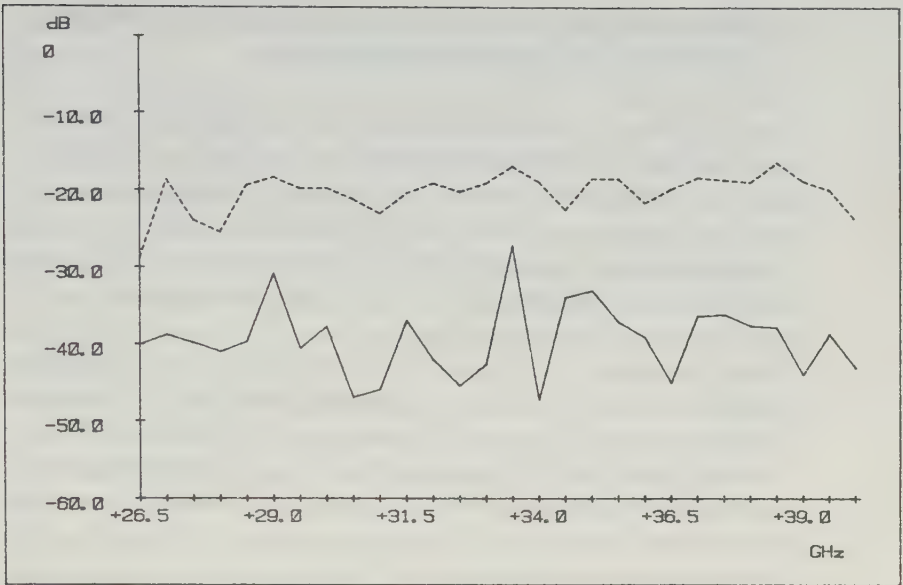


Bild 6.2-6: Gemessener Reflektionsfaktor einer 3 mm langen Hohlleitung
— mit ---- ohne Fehlerkorrektur

7. Computersimulation des Einflusses zufälliger Phasenschwankungen der Meßwerte auf die 12-Term Fehlerkorrektur

Die Durchführung einer Systemfehlerkorrektur setzt gut reproduzierbare und stabile Frequenzeinstellungen für jede Messung voraus. Quarzstabilisierte Schrittgeneratoren, sogenannte Synthesizer, stehen im Millimeterwellenbereich nur teilweise zur Verfügung. Eine Untersuchung der Auswirkungen der durch Senderinstabilitäten hervorgerufenen Signalschwankungen auf die 12-Term Fehlerkorrektur ist deshalb hier von besonderem Interesse.

Signalschwankungen können sich in Form von Amplituden- und Frequenzschwankungen auswirken. Da Amplitudenänderungen durch den Einsatz von Regelschaltungen reduziert werden können, sollen im weiteren nur Frequenzschwankungen betrachtet werden. Frequenzschwankungen transformieren sich gemäß Gleichung 5.2/1 bei nicht kompensierten Längenunterschieden der Leitungen in Phasenschwankungen der Meßwerte, die zu Fehlern bei einer Meßwertkorrektur nach Gleichung 6.1/5 - 6.1/8 führen können. Die Analyse der Auswirkungen von Meßwertphasenschwankungen auf die Fehlerkorrektur ist bei insgesamt 16 zu berücksichtigenden Meßwerten geschlossen nicht möglich. Da die Fehlergrößen in der Praxis allenfalls betragsmäßig abgeschätzt werden können, wäre aber auch eine eventuell daraus resultierende, im Sinne der Kompensation von Schwankungseffekten optimale Wahl der Fehlerterme praktisch nicht verwertbar.

Im Rahmen der weiteren Untersuchungen soll deshalb eine "worst-case" Rechnung durchgeführt werden, die zumindest eine Aussage über die maximal zu erwartenden Schwankungen der korrigierten Meßobjektstreuparameter als Folge der Meßwertschwankungen erlaubt.

Dazu werden zunächst die Betragswerte der zu erwartenden Fehlerterme festgelegt zu:

Direktivität	$ \underline{R}_{11} = \underline{V}_{11} $	- 30 dB
Reflektionsfrequenzgang	$ \underline{R}_{12}\underline{R}_{21} = \underline{V}_{12}\underline{V}_{21} $	- 2 dB
Quellenanpassung	$ \underline{R}_{22} = \underline{V}_{22} $	- 20 dB
Lastanpassung	$ \underline{T}_{11} = \underline{W}_{11} $	- 20 dB
Transmissionsfrequenzgang	$ \underline{R}_{21}\underline{T}_{21} = \underline{V}_{21}\underline{W}_{21} $	- 3 dB
Übersprecher	$ \underline{U}_{E1} = \underline{U}_{E2} $	- 75 dB

Das Meßobjekt wird vereinfachend als symmetrisch bezüglich der Meßtore angenommen.

Für die Streuparameter $[S]$, die die gemessenen Werte simulieren, werden willkürlich Phasenwerte angenommen, während die Betragswerte als Parameter in die Simulationsrechnung eingehen. Die Betragswerte der Transmissionsfaktoren werden dabei in 10 dB Schritten von 0 bis - 90 dB variiert, während für die Beträge der Reflektionsfaktoren Werte im Bereich 0 bis - 40 dB in 10 dB Abstufungen angenommen werden können.

Für die betragsmäßig festgelegten Fehlerterme werden in einem nächsten Schritt mit Hilfe eines Zufallszahlengenerators Phasenwerte im Bereich 0° - 360° festgelegt.

Mit den nun komplett bekannten Streuparametern $[S]$ und den Fehlertermen wird die Fehlerkorrektur anhand der Gleichungen 6.1/5 - 6.1/8 durchgeführt und die exakten Meßobjektstreuparameter $[M]$ berechnet.

Zur Simulation von Phasenschwankungen werden dann Intervalle von Phasenwerten festgelegt, innerhalb derer die Fehlerparameter und Streuparameter $[S]$ zufällig variieren können (z.B. Intervalle von $\pm 0,5^\circ$; $\pm 1^\circ$; ...). Mit diesen Werten wird die Fehlerkorrektur erneut durchgeführt. Die aus 100 zufällig schwankenden Wertesätzen gefundene maximale Abweichung zu den exakten mit nichtschwankenden Parametern berechneten Meßobjektstreuparametern $[M]$ wird abgespeichert.

Danach werden die Phasenwerte für die Fehlerparameter wieder neu zufällig festgelegt und die Fehlerkorrektur mit 100 zufällig schwankenden Wertesätzen durchgeführt.

Diese Auswertung wird insgesamt für 100 Sätze von Phasenwerten der Fehlerparameter mit jeweils 100 Schwankungszyklen durchgeführt, so daß pro Streuparametersatz $[S]$ von 10 000 Werten die maximale Phasen- und Amplitudenschwankung der fehlerkorrigierten Werte $[M]$ ermittelt werden. Diese Schwankungen in Abhängigkeit von den Transmissions- und Reflektionsfaktoren der Streumatrix $[S]$ für verschiedenen Streuintervalle zeigen die Bilder 7-1 bis 7-3.

Die Simulation ergab, daß die Schwankungen der fehlerkorrigierten Transmissionsfaktoren näherungsweise unabhängig von den Reflektionsfaktoren in $[S]$ sind, während sich die Schwankungen der fehlerkorrigierten Reflektionsfaktoren als weitgehend unabhängig von den Transmissionsfaktoren in $[S]$ erwiesen.

Aus den Bildern 7-1 bis 7-3 erkennt man, daß sich Phasenschwankungen in weiten Bereichen mit etwa dem doppelten Wert des Schwankungsintervalles auf die Phase der fehlerkorrigierten Werte auswirken können.

Die gewonnenen Ergebnisse verdeutlichen, daß die Systemfehlerkorrektur nur dann zu weiteren Verbesserungen der Meßergebnisse führen kann, wenn stabile und reproduzierbar einstellbare Hochfrequenzsender zur Verfügung stehen.

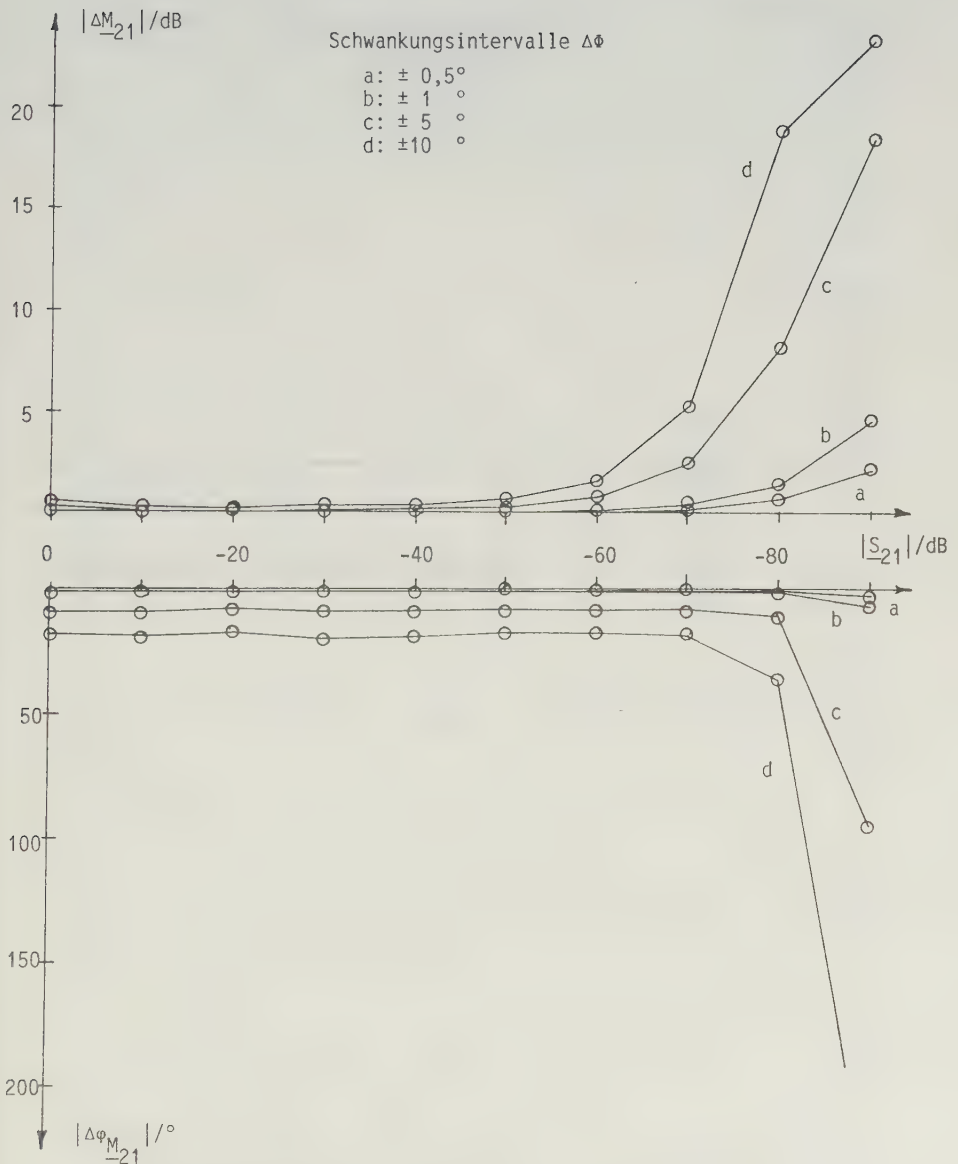


Bild 7-1: Darstellung der Schwankung fehlerkorrigierter Transmissionsfaktoren mit der Phasenschwankung der Meßwerte $\Delta \varphi$ als Parameter

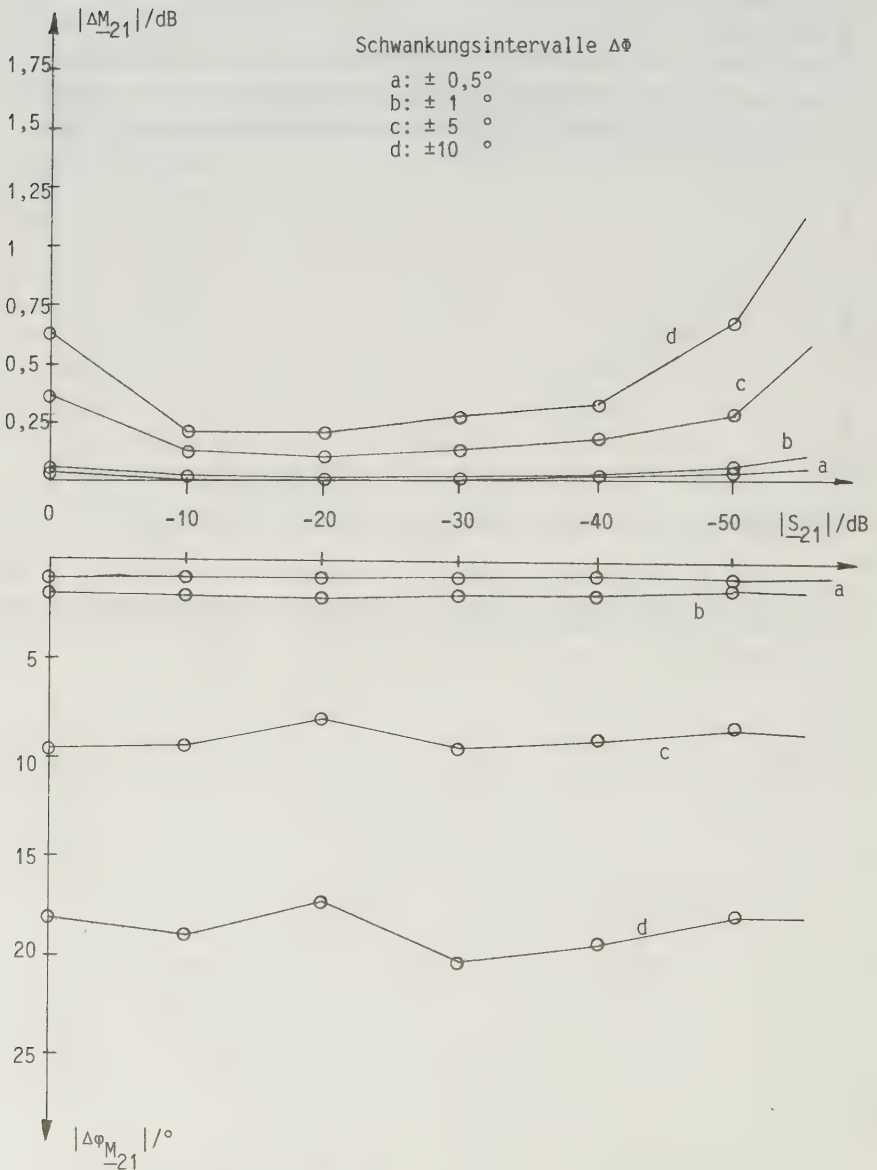


Bild 7-2: Detaildarstellung aus Bild 7-1 zur Schwankung fehlerkorrigierter Transmissionsfaktoren

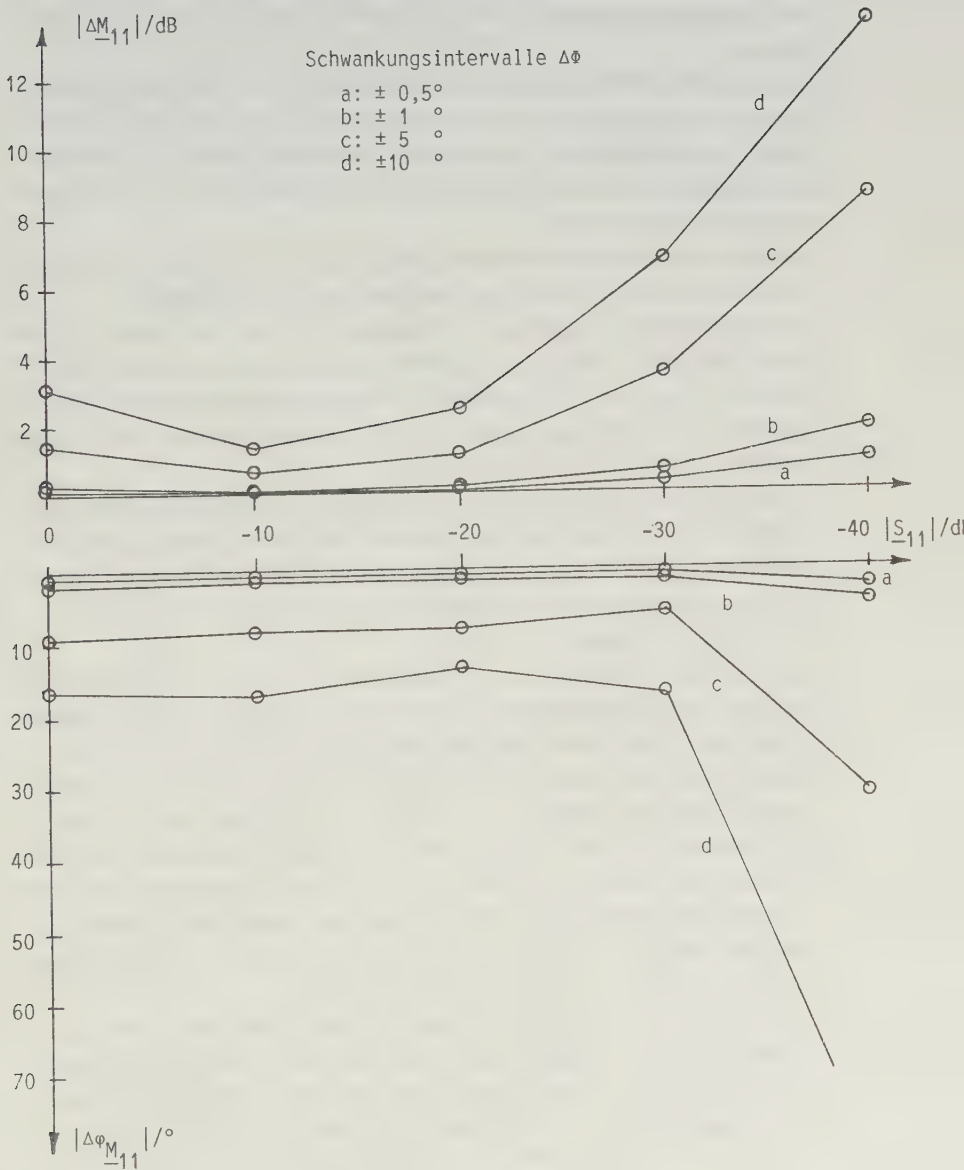


Bild 7-3: Darstellung der Schwankung fehlerkorrigierter Reflektionsfaktoren mit der Phasenschwankung der Meßwerte $\Delta\Phi$ als Parameter

8. Zusammenfassung

Gegenstand dieser Arbeit war die Entwicklung eines Netzwerkanalysators, der im Millimeterwellenbereich von 26,5 - 40 GHz eingesetzt werden sollte.

Die aufwendige und technologisch schwierige Herstellung von Schaltungen in diesem Frequenzbereich läßt es sinnvoll erscheinen, ein Systemkonzept auszuwählen, das eher moderate Anforderungen an die Hochfrequenzkomponenten stellt, ohne jedoch die Meßgenauigkeit und Funktionsicherheit einzuschränken.

Ausgehend von diesen Rahmenbedingungen wurden verschiedene Netzwerkanalyseverfahren auf ihre Millimeterwelleneignung hin untersucht.

Eine Netzwerkanalyse nach dem Heterodyn-Verfahren, das bislang als einziges eine breite Anwendung in der Mikrowellentechnik gefunden hat, ist zwar prinzipiell für den Einsatz bei Millimeterwellen geeignet, der insgesamt hohe technische Aufwand dieser Systeme läßt eine Realisierung allerdings als schwierig erscheinen.

Das Konzept des Sechstor-Verfahrens stellt sich hingegen von der technischen Seite als durchaus realisierbar dar. Komplizierte Kalibriermaßnahmen und der begrenzte Meßdynamikbereich dieser Systemvariante bedeuten allerdings ernste Einschränkungen für den Einsatzbereich eines solchen Systems.

Ein neuartiges Verfahren, daß eine Netzwerkanalyse mit Hilfe dreier geschalteter Phasenschieber durchführt, vereint ein einfaches Systemkonzept mit einem großen Meßdynamikbereich und einer hohen Meßgenauigkeit. Dieses Verfahren wurde als Konzept für einen Millimeterwellennetzwerkanalysator verwendet. Nach einer ausführlichen Darstellung der theoretischen Grundlagen wurden verschiedene Systemvarianten diskutiert. Die Auswertung der Meßsignale nach dem sogenannten wichtenden Verfahren verspricht dabei Vorteile gegenüber einer analytischen Lösung, die wiederum zur Bestimmung der Phasenschieberkonstanten verwendet werden kann.

Es wurden verschiedene Möglichkeiten zur Entwicklung der benötigten Systemkomponenten angegeben und darauf basierend Breitbandkomponenten realisiert. Die sich anschließende meßtechnische Charakterisierung der Systemeigenschaften zeigt eine gute Übereinstimmung mit theore-

tisch abgeschätzten Werten und demonstriert die Einsatzfähigkeit des Meßsystems.

Zur Reduzierung von systematischen Meßfehlern wurde eine Systemfehlerkorrektur in den Netzwerkanalysator implementiert und auf verschiedene Messungen angewendet.

Eine Simulation der Auswirkungen von Phasenschwankungen der Meßwerte auf die Systemfehlerkorrektur ergab, daß die Senderstabilität und die Frequenzreproduzierbarkeit eine obere Grenze für die mit der Fehlerkorrektur erreichbare Verbesserung der Meßergebnisse setzt.

Literaturverzeichnis

- [1] E. Pehl
Mikrowellentechnik
Band 1: Wellenleitungen und Leitungsbausteine
Hüthig Verlag Heidelberg 1984
- [2] F. Vilbig
Hochfrequenzmeßtechnik
Carl Hauser Verlag 1953
- [3] D. Zinke, H. Brunswig
Lehrbuch der Hochfrequenztechnik
Springer Verlag 1965
- [4] S-Parameter techniques for faster, more accurate network design,
HP-Journal, Februar 1967
- [5] K. Kurokawa
Power waves and the scattering matrix
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-13,
Nr. 2, März 1965, S. 194-202
- [6] G. Megla
Dezimeterwellentechnik
Berliner Union Stuttgart 1962
- [7] S.F. Adam
Automatic microwave network measurements
Proceedings IEEE, Vol. 66, Nr. 4, April 1978, S. 384-391
- [8] S. Cohn, N. Weinhouse
An automatic microwave phase measurement system,
The Microwave Journal, Februar 1964, Vol. 7, Nr. 2, S. 49-56
- [9] F.J. Fischer
Mikrowellen-Meßtechnik
Springer Verlag Berlin 1958
- [10] R. Anderson, O. Dennison
An advanced new network analyzer for sweep-measuring amplitude and
phase from 0.1 to 12.4 GHz,
Hewlett Packard Journal, Februar 1967
- [11] C. Braun
Powerful network analyzer refines microwave measurement,
Microwave System News, Vol. 14, Nr. 1, Januar 1984, S. 56 ff.

- [12] G. Engen
The Six-Port Reflectometer: An alternative network analyzer,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-25, Nr. 12,
Dezember 1977, S. 1075-1080
- [13] C. Hoer
A network analyzer incorporating two Six-Port Reflectometers,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-25, Nr. 12,
Dezember 1977, S. 1070-1074
- [14] R.J. King
Microwave Homodyne Systems
Peter Peregrinus Ltd. 1978
- [15] J. Mink
Instrument technology evolving to meet measurement needs,
Microwave & RF, Vol. 26, Nr. 3, März 1987, S. 285 ff.
- [16] B. Schiek
Meßsysteme der Hochfrequenztechnik
Hüthig Verlag 1984
- [17] J. Hirsekorn
Designer's needs increase availability of mm-wave instrumentation,
Microwave System News, Vol. 15, Nr. 5, Mai 1985, S. 64-81
- [18] T.S. Laverghetta
Microwave Measurements and Techniques
Artech House 1976
- [19] W.M. Grove
Sampling for oscilloscopes and other RF-systems; DC-through X-Band,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-14, Nr. 12,
Dezember 1966, S. 629-635
- [20] Hewlett Packard
Procedures explained for mm-wave vector measurements with the
HP 8510 A analyzer,
Microwave System News, Vol. 14, Nr. 13, Dezember 1984, S. 65 ff.
- [21] A. Castro
Generation of millimeter wave signals of high spectral purity,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-24, Nr. 11,
November 1976, S. 780-786
- [22] G. Engen
Calibrating the Six-Port by means of sliding terminations,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-26, Nr. 12,
Dezember 1978, S. 951-957

- [23] J.D. Hunter, P.I. Somlo
An explicit Six-Port calibration method using five standards,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-33, Nr. 1,
Januar 1985, S. 69-72
- [24] P.I. Somlo, J.D. Hunter
A Six-Port Reflectometer and its complete characterization by
convenient calibration procedures,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MIT-30, Nr. 2,
Februar 1982, S. 186-192
- [25] G. Engen
An improved circuit for implementing the Six-Port technique of
microwave measurements,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MIT-25, Nr. 12,
Dezember 1977, S. 1080-1083
- [26] C. Hoer, K. Roe, C. Allred
Measuring and minimizing diode detector nonlinearity,
IEEE Instrumentation and Measurements, Vol. IM-25, Dezember 1976,
S. 324-329
- [27] H. Cronson, L. Susman
A Six-Port automatic network analyzer,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MIT-25, Nr. 12,
Dezember 1977, S. 1086-1091
- [28] Prospekt der Fa. Flann Microwave Instruments Ltd.,
England,
Microwave Network Analyzer
Modell 81000-22, 26.5-40 GHz
- [29] B. Schiek, J. Köhler, W. Schilz
A modulated subcarrier technique with instantaneous amplitude and
phase information,
IEEE Trans. Instrumentation and Measurements, Vol. 25, 1976,
S. 128-131
- [30] O. Ostwald
Mikrowellen-Entfernungsmessung mit räumlicher Filterung,
Dissertation Ruhr-Universität Bochum 1982
- [31] U. Gärtner, B. Schiek
Homodyne network analysis by digital phase modulation and baseband
sampling,
Electronic Letters, Vol. 20, Januar 1984, S. 73-75

- [32] U. Gärtner, B. Schiek
Homodyne network analysis by a digital triple phase modulation and baseband sampling technique,
Proc. Conf. Prec. Electr. Measur. CPEM, Delft, August 1984,
S. 134-136
- [33] U. Gärtner, B. Schiek
An automatic homodyne network analyzer with phase shift keying and baseband data sampling,
Proceedings of the 14th European Microwave Conference, Liège 1984,
S. 813-818
- [34] U. Gärtner
Ein homodynes Streuparametermeßverfahren mit digitaler Phasenmodulation für den Mikrowellenbereich,
Dissertation an der Ruhr-Universität Bochum, 1986
- [35] J. Schneider, U. Gärtner, B. Schiek
Crosstalk suppression for modulated subcarrier measurement systems,
Proceedings of the 17th European Microwave Conference, Rom 1987,
S. 287-292
- [36] S. Xu
Aufbau eines Korrelationsradiometers zur impedanzunabhängigen Rauschtemperaturmessung im Frequenzbereich 2 - 4 GHz,
Diplomarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1987
- [37] E. Menzel
Entwicklung, Aufbau und Charakterisierung eines breitbandigen homodynen Netzwerkanalysators für Transmissions- und Reflektionsmessungen im Mikrowellenbereich,
Diplomarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum, 1986
- [38] R. Hoffmann
Integrierte Mikrowellenschaltungen
Springer Verlag Berlin 1983
- [39] E. Hammerstad, Ø. Jensen
Accurate models for microstrip computer-aided design,
1980 IEEE MIT-S Int. Microwave Symp. Dig., S. 407-409
- [40] M. Kirschning, R. Jansen
Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies,
Electronic Letters, Vol. 18, 1982, S. 272-273

- [41] R. Jansen, M. Kirschning
Arguments and an accurate model for the power-current formulation
of microstrip characteristic impedance,
AEÜ 37 (1983), S. 108-112
- [42] H.E. Hennaway
Analyse und Entwurf von Finleitungs-Schaltungen, Teil I, II, III
Mikrowellen-Magazin, Vol. 9, Nr. 2, 3, 4, 1983
- [43] A.M.K. Saad
Berechnung der hybriden Eigenwellen eines allgemeinen planaren
Wellenleiters, Teil I, II
Mikrowellen-Magazin, Vol. 9, Nr. 2, 3, 1983
- [44] J. Knorr, P. Shayda
Millimeter wave finline characteristics,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-28, Nr. 7, Juli 1980,
S. 737-743
- [45] P. J. Meier
Integrated Finline: The Second Decade, Part I, II
Microwave Journal, Vol. 28, Nr. 11, 12, 1985
- [46] T.H. Oxley, C. Barnett
Mm Wave (30 - 110 GHz) hybrid microstrip technology, Part I, II
Microwave Journal, Vol. 29, Nr. 3, 5, 1986
- [47] L.R. Whicker
Ferrite Control Components, Vol. 2
Artech House 1974
- [48] K.E. Mortenson, J.M. Borrego
Design, Performance and Applications of Microwave Semiconductor
Control Components,
Artech House 1972
- [49] V. Sokolov et al.
A Ka-Band GaAs monolithic phase shifter,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-31, Nr. 12,
Dezember 1983, S. 1077-1082
- [50] F. Reggia, E.G. Spencer
A new technique in ferrite phase shifting for beam scanning of
microwave antennas,
Nachdruck in "Ferrite Control Components", Vol. 2, Artech House
1974, S. 173-180

- [51] E. Kpodzo, K. Schünemann, G. Begemann
A quadriphase Fin-Line modulator,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MIT-28, Nr. 7, Juli 1980
S. 747-752
- [52] H.E. Hennaway, R. Knöchel, K. Schünemann
Wideband Branchline couplers in Fin-Line technology,
AEÜ, Band 37, Heft 1/2, 1983, S. 40-46
- [53] A.M.K. Saad, K. Schünemann
Design of Fin-Line tapers, transitions and couplers,
Proceedings of the 11th European Microwave Conference, Amsterdam
1981, S. 305-308
- [54] Informationsunterlagen vom Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik der
Universität Hamburg zur Herstellung von Fin-Line Kopplern
- [55] R. Garver
Broadband diode phase shifters; design equations for switched line,
reflection, loaded line and phase shifter using lumped-element
high pass and low-pass circuits,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MIT-20, Nr. 5, Mai 1972,
S. 314-323
- [56] R.P. Coats
Switched line diode phase shifter with octave bandwidth
2.5 - 5.0 GHz,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MIT-21, Nr. 7, Juli 1973,
S. 444-449
- [57] R. Mehran
Computer aided design of integrated Waveguide-Fin line and Wave-
guide-Microstrip transitions,
Mikrowellen Magazin, Vol. 10, Nr. 4, 1984, S. 360-361
- [58] J.H.C. van Heuven
A new integrated Waveguide-Microstrip transition,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MIT-24, März 1976,
S. 144-146
- [59] R. Mehran, J. Ludwig, L. Szabo
Integrated Ka-Band Finline mixer/modulator,
Electronics Letters, Vol. 20, Nr. 22, Oktober 1984, S. 934-935
- [60] W. Menzel, H. Callsen
Ultrabroadband balanced Fin-Line mixer,
Electronics Letters, Vol. 18, Nr. 17, August 1982, S. 724-725

- [61] R.S. Tahim, T. Pham, K. Chang
Mm-Wave integrated circuit wideband downconverters,
Microwave Journal, Vol. 28, Nr. 7, Juli 1985, S. 131-141
- [62] D.W. Ball, L.Q. Bui
Wideband mm-Wave mixers for EW application,
Applikationsnote der Firma Hughes
- [63] G. Begemann
An X-Band balanced Fin-Line mixer,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-26, Nr. 12,
Dezember 1978, S. 1007-1011
- [64] G. Berenbrock
Entwicklung eines balancierten Mischers für das Frequenzband
26,5 - 40 GHz,
Studienarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der
Ruhr-Universität Bochum, 1985
- [65] C. Witte
Entwicklung eines doppelt balancierten Mischers für das Frequenz-
band 26,5 - 40 GHz,
Studienarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der
Ruhr-Universität Bochum, 1986
- [66] K.G. Stahl
Entwicklung und Optimierung eines homodynem Netzwerkanalysators für
den Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz,
Diplomarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der
Ruhr-Universität Bochum, 1987
- [67] B. Mayer
Optimierung eines rechnergesteuerten Netzwerkanalysators und Be-
stimmung der Systemeigenschaften im Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz,
Diplomarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der
Ruhr-Universität Bochum, 1987
- [68] B. Schlemmer
Entwicklung eines rechnergesteuerten homodynem Netzwerkanalysators
mit Systemfehlerkorrektur für den Frequenzbereich 26,5 - 40 GHz,
Diplomarbeit am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der
Ruhr-Universität Bochum, 1985
- [69] H. Bittel, L. Storm
Rauschen
Springer Verlag Berlin 1971

- [70] R. Hackborn
An automatic network analyzer system,
The Microwave Journal, Vol. 11, Nr. 5, Mai 1968, S. 45-52
- [71] W. Kruppa, K. Sodomsy
An explicit solution for the scattering parameters of a linear
Two-Port measured with an imperfect Test Set,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-19, Nr. 1,
Januar 1971, S. 122-123
- [72] S. Rehnmark
On the calibration process of automatic network analyzer systems,
IEEE Trans. Microwave Theory Techn., Vol. MTT-22, Nr. 4, April 1974,
S. 457-458
- [73] E.F. Da Silva, M.K. Mc Phun
Calibration of microwave network analyzer for computer-corrected
S-Parameter measurements,
Electronics Letters, Vol. 9, Nr. 6, März 1973, S. 126-128
- [74] Hewlett Packard
Automating the HP 8410B microwave network analyzer,
Applikationsnote 221 A

Die grundlegenden Arbeiten für diese Dissertation wurden in den Jahren 1983 - 1988 in der Arbeitsgruppe Hochfrequenzmeßtechnik am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Universität Bochum durchgeführt.

Herrn Prof. Dr.-Ing. B. Schiek möchte ich für seine engagierte wissenschaftliche Betreuung danken, die in vielen Diskussionen und Anregungen zum Ausdruck kam und wesentlich zur erfolgreichen Durchführung dieser Arbeit beitrug.

Mein Dank geht darüberhinaus an Herrn Prof. Dr.-Ing. P. Dullenkopf, der freundlicherweise das Korreferat übernahm.

Gleichfalls möchte ich mich bei den Kollegen des Institutes für die gute Zusammenarbeit und bei allen Studenten, die ich im Rahmen von Studien- und Diplomarbeiten betreute, für ihre Arbeitsbeiträge zu dieser Dissertation bedanken.

Lebenslauf

Jürgen Schneider, geboren am 27. August 1958 in Essen

April	1965 - Juni	1968	Besuch der Volksschule in Velbert
Juni	1968 - Juli	1974	Besuch der Hauptschule in Velbert Abschluß der 10. Klasse
August	1974 - Juni	1977	Besuch des städtischen Gymnasiums Poststraße in Velbert
	1977		Abitur
Oktober	1977 - November	1982	Studium der Elektrotechnik an der Ruhr-Universität Bochum
Februar	1983 - Januar	1988	wissenschaftlicher Mitarbeiter in der Arbeitsgruppe Hochfrequenzmeß- technik am Institut für Hoch- und Höchstfrequenztechnik der Ruhr-Uni- versität Bochum

